E. W. PAPPENFUS,
WARREN B. BRUENE,
E. O. SCHOENIKE

TECHNIKA JEDNOWSTĘGOWA

Tłumaczyli

mgr inż. ANDRZEJ MACHALSKI
mgr inż. ANDRZEJ NEYMAN

WYDAWNICTWA NAUKOWO — TECHNICZNE
WARSZAWA

Redaktor naukowy *dr inż.* ADAM FIOK
Redaktor WNT Z. DACKIEWICZ

Dane o oryginale

E.W. PAPPENFUS
Vice President, Engineering
Granger Associates
Palo Alto, California

WARREN B. BRUENE
Senior Technical Consultant
Collins Radio Company
Cedar Rapids, Iowa

E. O. SCHOENIKE
Head of Advanced Development Group, Development Division B
Collins Radio Company,
Cedar Rapids, Iowa

SINGLE SIDEBAND PRINCIPLES AND CIRCUITS

621.396

W książce podano podstawy teoretyczne techniki jednowstęgowej, wymagania stawiane urządzeniom jednowstęgowym oraz opis układów podstawowych: modulatorów zrównoważonych, filtrów i wzbudników jednowstęgowych, generatorów, wzmacniaczy, zasilaczy itp. Omówiono szczegółowo konstrukcję i metody pomiarów odbiorników i nadajników oraz przeprowadzono analizę występujących zniekształceń.
Książka jest przeznaczona dla inżynierów radiokomunikacji oraz studentów wyższych szkół technicznych.

Redaktor techniczny CZESŁAW BARANCEWICZ
Okładkę i obwolutę projektował WITOLD RĘBKOWSKI

Printed in Poland

WNT Warszawa 1968. Wydanie 1. Nakład 2190 egz. Ark. wyd. 34 Ark. druk. 25(33,25/A) Format B5. Pap. druk. sat. kl. IV, 70 g. Oddano do składania 18. III. 1968. Podpisano do druku w październiku 1968. Druk ukończono w październiku 1968. Symbol 77687/Et. Cena zł 60,–

Zakł. Graf. im. M. K. – Poznań zam. 662/68 – S – 3/795

E. W. Pappenfus, Warren B. Bruene, E. O. Schoenike

TECHNIKA JEDNOWSTĘGOWA

Błędy dostrzeżone w druku

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
40	1 od dołu 3 od dołu	tARCz).)elegrafii	(ARCz). telegrafii
49	podpis pod rys. 4-10 wiersz 1 od dołu	f_3/f_4	f_4/f_3
271	4 od góry	$E_{sz}=$	$E^2_{sz}=$
273	8 od dołu	$I_{sz}=$	$I^2_{sz}=4k$
316	1 od dołu	$(B \cos \omega_h t$	$C = B \cos \omega_h t$

SPIS TREŚCI

Prezesowi firmy Collins Radio Company A. A. Collinsowi, doceniającemu zalety systemu modulacji jednowstęgowej, który dzięki osobistemu udziałowi w projektowaniu urządzeń przyczynił się do wielkiego rozwoju tej nowej dziedziny radiokomunikacji.

AUTORZY

PRZEDMOWA

W ostatnich kilkunastu latach nastąpił rozwój urządzeń, umożliwiający powszechne zastosowanie w radiokomunikacji systemu jednowstęgowego, zwanego w skrócie SSB (Single Side-Band). Spowodowało to przywrócenie systemu, który jest prawie tak dawny jak radiokomunikacja. Jego zalety: o wiele bardziej ekonomiczne wykorzystanie widma radiowego, lepsze własności przy propagacji jonosferycznej — doprowadziły do niemal powszechnego zastosowania techniki SSB w komunikacji na falach krótkich.

W istniejących podręcznikach poświęcono mało miejsca zagadnieniom techniki jednowstęgowej; jedynie w wydawnictwach dla radioamatorów są one szeroko opisane. Z tego powodu autorzy niniejszej książki podjęli się zebrania całego materiału niezbędnego dla projektujących, starając się ująć w sposób ogólny i wyczerpujący zagadnienia związane z systemem SSB.

W książce przedstawiono teoretyczne podstawy najważniejszych zagadnień charakterystycznych dla techniki jednowstęgowej, uzupełniając je aktualnymi układami elektrycznymi z podanymi wielkościami elementów. Ma to na celu wyraźne przedstawienie tematu w świetle praktycznym.

Autorzy starali się w swej pracy nie pominąć istotnych elementów teorii. Tam gdzie występowała konieczność ułatwienia czytelnikowi zrozumienia, zastosowano szczegółowe wyjaśnienia techniczne przy minimalnym odwoływaniem się do matematyki. Oczywiście, tam gdzie to było konieczne, wprowadzono analizę matematyczną.

Książka jest przeznaczona głównie dla inżynierów, ale duża jej część może być pomocna technikom i zaawansowanym radioamatorom, którzy chcieliby pogłębić swoje wiadomości na omawiany temat.

Teorie i układy przedstawione w książce stanowią wynik pracy nie tylko autorów, ale i wielu inżynierów. Wszystkim tym, którzy nam pomagali, okazali zainteresowanie i zachęcali do pracy bardzo dziękujemy. Specjalne podziękowanie należą się naszym współpracownikom firmy Collins Radio Company.

Autorzy mają nadzieję, że dzięki przekazaniu w tej książce własnych osiągnięć, umożliwią czytelnikowi rozszerzenie wiadomości, dotyczących zasad i układów systemu jednowstęgowego.

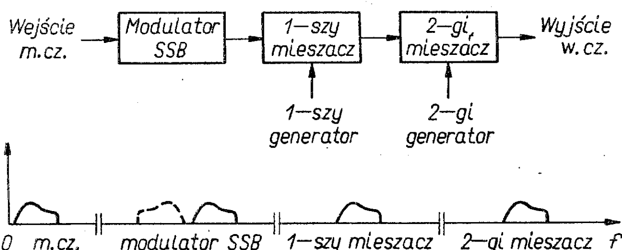
E. W. PAPPENFUS
WARREN B. BRUENE
E. O. SCHOENIKE

1. WPROWADZENIE DO TECHNIKI JEDNOWSTĘGOWEJ

Sygnał jednowstęgowy powstaje, jeśli pasmo zawierające składowe o częstotliwościach akustycznych (m.cz.) zostanie przesunięte w zakres wielkiej częstotliwości. W czasie tego procesu przemiany, w zależności od wybranej wstęgi bocznej może zachodzić odwrócenie składowych widma m.cz. Nie występuje natomiast ani zmiana liczby składowych sygnału, ani zmiana we wzajemnych położeniach ich częstotliwości, z wyjątkiem ich przesunięcia oraz inwersji częstotliwości poszczególnych składowych widma w przypadku wybrania dolnej wstęgi bocznej.

1-1. Sygnał jednowstęgowy

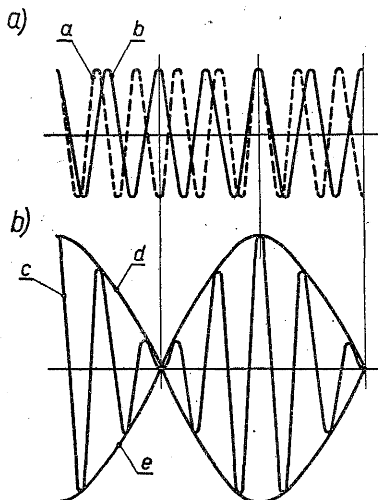
Na rysunku 1-1 pokazano zależności częstotliwościowe występujące w nadajniku, ilustrujące fakt, że transmisja jednowstęgowa — SSB — polega jedynie na zmianie częstotliwości. Widmo m.cz. jest reprezentowane przez obwiednię, którą można sobie wyobrazić jako linię łączącą wierzchołki amplitud składowych widma sygnału wejściowego. Linią przerywaną oznaczono wstęgę dolną, ciągłą natomiast — wstęgę górną, powstającą na wyjściu modulatora jednowstęgowego. W przykładzie na rysunku założono mieszanie sumacyjne, wobec czego na wyjściu każdego mieszacza została zachowana tylko wstęga górna. Oczywiście jest zrozumiałe, że można uzyskać inwersję wstęg stosując przy zmianie na większą częstotliwość, mieszanie różnicowe. Przy odbiorze sygnał jednowstęgowy jest przesuwany z zakresu radiowego z powrotem w zakres m.cz., w wyniku czego est odtwarzany sygnał oryginalny.



Rys. 1-1. Rozkład częstotliwości w nadajniku jednowstęgowym

Na rysunku 1-1 przedstawiono złożone widmo składowych m.cz., występujące przy transmisji mowy. Najprostszym jednak sygnałem występującym przy transmisji jednowstęgowej może być sinusoidalny sygnał m.cz. W idealnym systemie SSB sygnał sinusoidalny w dowolnym punkcie toru transmisyjnego pozostaje niezniekształconą sinusoidą, zmienia się jedynie jego częstotliwość. W związku z tym sygnału SSB nie można odróżnić od fali ciągłej lub niemodulowanej fali nośnej promieniowanej przez nadajnik AM.

Szeroko stosowany w urządzeniach SSB sygnał pomiarowy stanowią dwa napięcia m.cz. o tej samej amplitudzie. Sygnał taki przesunięty w zakres wielkiej częstotliwości pokazano na rys. 1-2a. Obwiednia wypadkowego sygnału w.cz. może być wytworzona przez dodanie dwóch sinusoidalnych przebiegów różniących się od siebie tylko niewielkim odstępem częstotliwości. Rys. 1-2b przedstawia,



Rys. 1-2. Obwiednia jednowstęgowego sygnału w.cz. przy dwóch napięciach m.cz. o równych amplitudach

w jaki sposób te dwa przebiegi sinusoidalne *a* i *b* po zsumowaniu dają chwilowy przebieg o zmiennej amplitudzie *c*. Wierzchołki przebiegu określają kształt obwiedni *d* i *e*, która jest symetryczna względem osi czasu. Wynikiem dodania się obu przebiegów są więc dudnienia o częstotliwości zależnej od różnicy ich częstotliwości wejściowych. Chociaż na rysunku pokazano tylko kilka okresów przebiegu wypadkowego przypadających na 1 okres obwiedni, to w rzeczywistości jest ich zwykle tak dużo, że na oscyloskopie obwiednia ma kształt linii ciągłej. Szczytowa wartość obwiedni sygnału dwuczęstotliwościowego[1]) jest ograniczona taką samą wartością mocy dopuszczalnej, jak w przypadku sygnału o jednej częstotliwości. Dlatego też, choć średnia moc jest oczywiście mniejsza w przypadku dwu częstotliwości, moc szczytowa, często nazywana PEP (Peak Envelope Power), jest taka sama jak dla sygnału o jednej częstotliwości. Dlatego, amplituda każdego z dwóch sygnałów, o równych amplitudach w systemach o ograniczonej mocy szczytowej, nie może przekroczyć 0,5 amplitudy sygnału pojedynczego. Średnia moc każdego sygnału stanowi 0,25 mocy średniej sygnału pojedynczego, a sumaryczna średnia moc sygnału przedstawionego na rys. 1-2b jest równa połowie mocy szczytowej.

[1]) Zwanego również sygnałem dwutonowym.

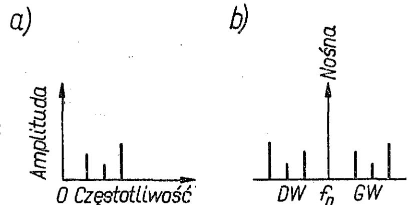
Z powyższego widać, że w systemach o ograniczonej mocy szczytowej sygnał jednowstęgowy utworzony z n składowych o takiej samej amplitudzie zawiera w każdym prążku $\frac{1}{n^2}$ mocy szczytowej, a jego średnia moc jest równa $\frac{1}{n}$ mocy szczytowej.

Modulacja jednowstęgowa może być uważana za szczególną formę modulacji amplitudy. Przy modulacji AM, amplituda fali nośnej jest zmieniana w takt amplitudy sygnału modulującego. W wyniku modulacji powstaje przebieg, który można (pomijając zależności fazowe składowych sygnału modulowanego) przedstawić następująco:

$$u(t) = U[1+m_1 \cos 2\pi f_1 t + m_2 \cos 2\pi f_2 t + m_3 \cos 2\pi f_3 t] \cos 2\pi f_n t =$$
$$= U \cos 2\pi f_n t \text{ (nośna)}$$
$$+ \frac{U}{2} [m_1 \cos 2\pi (f_n+f_1) t + m_2 \cos 2\pi (f_n+f_2) t +$$
$$+ m_3 \cos 2\pi (f_n+f_3) t] \text{ (wstęga górna)}$$
$$+ \frac{U}{2} [m_1 \cos 2\pi (f_n-f_1) t + m_2 \cos 2\pi (f_n-f_2) t +$$
$$+ m_3 \cos 2\pi (f_n-f_3) t] \text{ (wstęga dolna)}$$

przy czym:
f_n — częstotliwość nośna;
f_1, f_2, f_3 — częstotliwości trzech składowych sygnału m.cz.;
m_1, m_2, m_3 — odpowiadające im wskaźniki głębokości modulacji.

Powyższe wyrażenie zawiera falę nośną oraz górną i dolną wstęgę boczną składającą się z trzech składowych. Widmo fali nośnej zmodulowanej amplitudowo trzema sinusoidalnymi sygnałami o różnych amplitudach pokazano na rys. 1-3. Jeśli modulacja amplitudy przebiega bez zniekształceń, otrzymane



Rys. 1-3. Widma częstotliwości sygnału w systemie AM: a) widmo m. cz.; b) widmo w. cz. *DW* — dolna wstęga boczna; *GW* — górna wstęga boczna

widmo częstotliwości radiowych jest podobne do przedstawionego na rys. 1-3b. Górna wstęga odtwarza widmo m.cz. (częstotliwość nośna stanowi zero odniesienia), natomiast w dolnej wstędze składowe widma sygnału m.cz. są odwrócone na skali częstotliwości, ale pozostają w tej samej zależności względem częstotliwości nośnej. Przy modulacji amplitudy (AM) składowe częstotliwości modulacyjnych są wytwarzane dwukrotnie — raz powyżej częstotliwości nośnej, drugi raz poniżej. Eliminując jedną wstęgę boczną i redukując lub usuwając nośną, otrzymuje się sygnał zwany sygnałem jednowstęgowym.

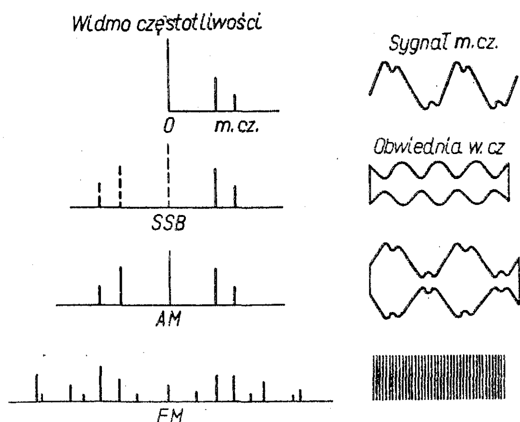
1-2. Porównanie systemów modulacji

Jest kwestią dyskusyjną, czy wytwarzanie sygnału SSB może być uznane za odrębny typ modulacji, ponieważ w procesie tym jest zawarta zawsze modulacja amplitudy. Biorąc jednak pod uwagę, że sygnał SSB różni się od sygnału AM,

należy uznać sposób jego wytwarzania za modulację. Dlatego też w niniejszej książce wytwarzanie sygnału SSB będzie nazywane modulacją — zgodnie z terminologią stosowaną w praktyce inżynierskiej.

Jeśli sygnał m.cz. jest utworzony z dwóch częstotliwości, sygnał jednowstęgowy zawiera również dwie składowe, co przedstawiono na rys. 1-4. Sygnał AM natomiast zawiera pięć składowych: nośną i po dwie składowe w górnej i dolnej wstędze. Sygnał FM (modulowany częstotliwościowo) zawiera dużą liczbę składowych o częstotliwościach określonych ze wzoru $f_n \pm (mf_1 + nf_2)$, przy czym m i n są liczbami całkowitymi. Widmo sygnału FM może mieć niesymetryczny rozkład prążków, zależnie od częstotliwości i fazy dwóch składowych m.cz. [1-1].

Jak widać z rys. 1-4, przy trzech rozpatrywanych tu rodzajach modulacji nie tylko rozkład prążków widma jest różny, ale występuje przy tym również uderzająca różnica kształtu obwiedni sygnału radiowego.



Rys. 1-4. Porównanie widm i obwiedni w.cz. przy modulacji SSB, AM i FM

Dokonanie prostego porównania modulacji jednowstęgowej z modulacją amplitudy pod względem korzyści w radiokomunikacji jest trudne z powodu specyficznych własności sygnału SSB. Na przykład, moc nadajnika AM określa się dla fali nośnej, natomiast przy SSB określa się moc szczytową (PEP). Kilka poniższych porównań ma na celu pokazanie przewagi SSB nad AM, przy założeniu, że stosunek sygnał/szum na wyjściu odbiornika jest w obu przypadkach jednakowy.

Na rysunku 1-5 przedstawiono porównanie sygnałów AM i SSB, z których każdy zapewnia jednakową wartość stosunku sygnał/szum na wyjściu małej częstotliwości odbiornika. Przyjęto przy tym koherentne (zgodne w fazie) zsumowanie napięć obu wstęg bocznych AM po detekcji. Z rozpatrzenia wykresów odpowiednich wielkości widać, dlaczego sygnał SSB z mocą szczytową (PEP) wynoszącą połowę mocy nośnej sygnału AM daje ten sam stosunek sygnał/szum na wyjściu odbiornika. Łatwo jest zauważyć, że w obu systemach występuje taka sama łączna moc wstęg bocznych. Koherentna detekcja wstęg bocznych sygnału AM daje wprawdzie zysk 3 dB $\left(\frac{1}{0{,}707}\right)$, jednak jest on tu tracony z powodu wzrostu szumów o 3 dB, co wynika z dwukrotnie większej szerokości odbieranego pasma (niż w odbiorniku SSB). Współczynnik n w wyrażeniach na napięcie szumów, na rys. 1-5, zależy od współczynnika szumów danego

odbiornika (przyjęto, że ma on jednakową wartość dla obu odbiorników SSB i AM).

Jeszcze bardziej wymowne jest porównanie całkowitej średniej mocy promieniowanej przez nadajnik AM i SSB, niezbędnej do uzyskania jednakowego stosunku sygnał/szum. Rys. 1-5 pokazuje, że przy 100% modulacji pojedynczym sygnałem sinusoidalnym, moc fali nośnej jest dwukrotnie większa od łącznej mocy wstęg bocznych. A zatem 1,5 jednostek mocy nadajnika AM odpowiada 0,5 jednostkom mocy nadajnika SSB. Dlatego też moc nadajnika AM w porównaniu z nadajnikiem SSB przy jednakowym stosunku sygnał/szum wyraża się

	AM	SSB
Wielkość mocy	Moc nośnej = 1 1,0 0,25 0,25 DW N GW	Szczytowa moc obwiedni (PEP) = 0,5 0,5 N
Wykresy wektorowe	DW GW 0,5 0,5 N 1,0 DW 0,5 GW 0,5 N 1,0 100 % modulacja	0,707 GW
Porównanie obwiedni w.cz.	2	0,707
Napięcie sygnału m. cz. otrzymane po detekcji	1 GW + DW = 1,0	0,707 GW = 0,707
Napięcie szumów porównywanych odbiorników	$n\sqrt{2B} = 1{,}414\, n\sqrt{B}$	$n\sqrt{B}$
Stosunek sygnał/szum	$\frac{1{,}0}{1{,}414\, n\sqrt{B}} = \frac{0{,}707}{n\sqrt{B}}$	$\frac{0{,}707}{n\sqrt{B}}$

Rys. 1-5. Porównanie systemów SSB i AM zapewniających uzyskanie jednakowych wartości stosunku sygnał/szum przy modulacji pojedynczym tonem sinusoidalnym

stosunkiem 3:1. Jeżeli ostrożnie przyjąć stosunek mocy szczytowej do średniej jako równy 10:1 (przeciętna dla sygnału mowy), średnia moc wyjściowa AM wyniesie 1,05 jednostek, podczas gdy średnia moc SSB wyniesie 0,05.

Jeśli nadajnik nie jest zasilany z sieci energetycznej lub jeżeli chodzi o zmniejszenie rozmiarów zasilacza, jest wskazane porównać sprawność ogólną nadajników AM i SSB na podstawie określenia mocy zasilania. Porównanie średniej mocy zasilania wzmacniacza nadajnika SSB ze średnią mocą zasilania modulatora AM pracującego w klasie B i wzmacniacza mocy w klasie C daje następujący wynik:

ogólna sprawność przy SSB — 55%,
ogólna sprawność przy nośnej AM — 70%,
ogólna sprawność modulatora AM — 60%,
(dla modulacji pojedynczą częstotliwością i typowych sprawności lamp).

W odniesieniu do rys. 1-5, przy określonych wyżej sprawnościach można dokonać porównania mocy zasilania obwodu anody. Moc zasilania wzmacniacza SSB wynosi 0,5/0,55 = 0,91 jednostek. Moc zasilania nadajnika AM składającego się ze wzmacniacza klasy C i modulatora klasy B jest określona sumą: $\frac{1}{0,7} + \left[\frac{0,5}{0,7}\right](0,6)^{-1} = 2,62$ jednostki. Moc zasilania nadajnika AM jest więc $\frac{2,62}{0,91} = 2,88$ raza (4,6 dB) większa niż moc zasilania nadajnika jednowstęgowego. Wyniki analizy są więc podobne do uzyskanych z porównania średnich mocy wyjściowych. Podobnie jak porównanie średniej mocy wyjściowej, również porównanie mocy zasilania, w przypadku modulacji sygnałami mowy lub innymi złożonymi sygnałami, daje więc wynik zdecydowanie bardziej korzystny dla SSB niż AM.

Napięcie przebicia w.cz. w obwodzie wyjściowym nadajnika lub dopuszczalne napięcie anteny albo sprzęgacza antenowego często ogranicza możliwości zwiększenia mocy wyjściowej. W takim przypadku konieczne jest porównanie oparte na szczytowej mocy wyjściowej. Z rys. 1-5 widać, że napięcie przy AM jest $\frac{2}{0,707} =$ $= 2,83$ raza (9 dB) większe niż w przypadku SSB — znowu przy założeniu tego samego stosunku sygnał/szum.

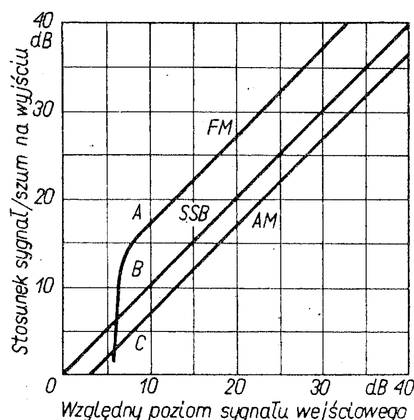
W tablicy 1-1 zestawiono wyniki powyższych porównań.

Tablica 1-1. Zalety nadajnika SSB w porównaniu z nadajnikiem AM dla jednakowych wartości stosunku sygnał/szum w odbiorniku

Porównanie AM z SSB	Stosunek	dB
Moc nośnej AM w stosunku do mocy PEP SSB	2 : 1	3,0
Średnia moc wyjściowa	3 : 1	4,8
Średnia moc zasilania	2,88 : 1	4,6
Napięcie szczytowe	2,83 : 1	9,0

W systemach radiokomunikacyjnych, wymagających dużego stosunku sygnał/szum, korzystne jest stosowanie wąskopasmowej lub szerokopasmowej modulacji częstotliwości. W systemach FM istnieje próg czułości, po przekroczeniu

którego na wyjściu odbiornika występuje wyraźne zwiększenie stosunku sygnał/ /szum. Systemy AM i SSB wykorzystujące idealne detektory, dają prostą proporcjonalność między wyrażonymi w dB wartościami stosunków sygnał/szum na wyjściu i wejściu odbiornika. Jednak zwykły odbiornik AM z liniowym detektorem ma próg czułości, przy którym poziom szumów i poziom fali nośnej są prawie równe. Poniżej tego progu stosunek sygnał/szum dla AM szybko się pogarsza [1-2]. Wykresy stosunku sygnał/szum po detekcji dla odbiorników FM, AM, SSB — o porównywalnych współczynnikach szumu — pokazano na rys. 1-6.



Rys. 1-6. Porównanie wielkości stosunku sygnał/szum przy modulacji AM, SSB i FM

Na rysunku tym przyjęto, że szum, podobnie jak szum cieplny, jest jednolicie rozłożony w całym widmie wielkiej częstotliwości. Przyjęto tutaj jednakową moc nośnej i 100% modulacji dla AM oraz FM, dla SSB zaś moc PEP równą mocy fali nośnej dla wymienionych wyżej dwóch rodzajów modulacji. Powyżej progu poprawy (punkt *A* na krzywej) wąskopasmowy system FM (współczynnik dewiacji 2) jest o 10,8 dB lepszy niż system AM i o 7,8 dB lepszy niż system SSB [1-3]. Poniżej tego progu stosunek sygnał/szum gwałtownie pogarsza się ze zmniejszeniem mocy sygnału. Przy stosunku sygnał/szum wynoszącym 6 dB (punkt *B*) system FM z szerokością pasma 12 kHz jest równoważny systemowi SSB o szerokości pasma 3 kHz, a przy stosunku sygnał/szum 3 dB (punkt *C*) — systemy AM i FM są równoważne. Dla niższych poziomów sygnału system FM jest gorszy zarówno od systemu AM jak SSB. Większa szerokość pasma wymagana dla jakościowo lepszego systemu FM uniemożliwia stosowanie go w pasmach krótkofalowych. Również zjawiska zaniku transmisji w większym stopniu pogarszają jakość łącza AM i FM niż łącza SSB. Sprawa ta będzie obszerniej omówiona w rozdz. 2.

Różne rodzaje modulacji stosowane w radiokomunikacji należy ze sobą porównywać dla przypadku transmisji przebiegającej w trudnych warunkach. Przy występowaniu silnych sygnałów i dużego stosunku sygnał/szum porównanie takie nie daje właściwego obrazu, jeśli bowiem w miejscu odbioru istnieje duży poziom sygnału i mały poziom szumu, to niezależnie od rodzaju modulacji, zrozumiałość jest dobra. Systemy FM, AM lub SSB przy stosunku sygnał/szum 20 dB zapewniają przy braku zaników taką samą skuteczność łączności. Przy słabym sygnale wystąpią jednak wyraźne różnice zrozumiałości. Dla przykładu na rys. 1-6 pokazano, że w przypadku takiego poziomu sygnału wejściowego,

który dla SSB daje na wyjściu stosunek sygnał/szum 5 dB, dla AM stosunek sygnał/szum wynosi 2 dB. Dla FM ze współczynnikiem dewiacji 2 przy tym samym poziomie sygnału wejściowego stosunek ten wyrażony w decybelach będzie ujemny.

W wielu przypadkach system SSB stanowi jedyną możliwość zrealizowania łącza radiokomunikacyjnego, gdyż sygnały AM i FM będą tak „przysłonięte" szumami i zakłóceniami, że stosowanie tych systemów jest bezcelowe.

1-3. Historia techniki jednowstęgowej

W 1915 r. John R. Carson, przeprowadzając matematyczną analizę systemu modulacji amplitudy, doszedł do wniosku, że można usunąć z sygnału AM jedną wstęgę boczną i falę nośną, a mimo to zachować podstawowe składniki modulacyjne w pozostającej wstędze. Odkrycie to spowodowało kontynuowanie spekulacji wśród ówczesnych specjalistów radiokomunikacji — na temat istnienia wstęg bocznych AM. Wielu specjalistów bowiem w pierwszych latach rozwoju radia powątpiewało w istnienie wstęg bocznych, co — w świetle obecnej wiedzy dotyczącej modulacji — wydaje się nieprawdopodobne.

Wkrótce koncepcja modulacji jednowstęgowej została zastosowana w urządzeniach radiowych. H. D. Arnold zasugerował, że antena w nadajniku długofalowym może być odpowiednio przestrojona w stosunku do częstotliwości nośnej. Umożliwia to stłumienie jednej wstęgi, a przeniesienie drugiej bez stłumienia. W eksperymencie Arnolda była emitowana pełna fala nośna, lecz jednocześnie dowiedziono, że dla transmisji informacji wystarcza tylko jedna wstęga boczna. J. R. Carson, w patencie USA Nr 1449382, zastrzegł stłumienie nośnej i jednej ze wstęg bocznych. Patent ten, mimo że zgłoszony w 1915 r., nie był udzielony aż do 1923 r. Obecnie jest on uważany za pierwszy, podstawowy patent dotyczący SSB. W trzy lata od chwili, gdy Carson i Arnold udowodnili możliwość praktycznej realizacji systemu SSB, opracowano i wprowadzono do eksploatacji pierwszą aparaturę profesjonalnej przewodowej telefonii nośnej [1-4]. Olbrzymie zapotrzebowanie na dalekosiężne łącza telefoniczne spowodowało szybki i gwałtowny rozwój jednowstęgowych systemów telefonicznych w teletransmisji przewodowej. Począwszy od 1918 r. modulacja jednowstęgowa została prawie powszechnie wprowadzona w świecie w teletransmisji przewodowej. Na podstawie doskonałych rezultatów osiągniętych w telefonii przewodowej specjaliści międzynarodowych towarzystw telefonicznych skierowali swoją uwagę na możliwości zastosowania SSB w łączach radiotelefonicznych, w celu poprawy ich jakości. Artykuły ukazujące się w czasopiśmie Proccedings of the Institute of Radio Engineering w latach 1922 i 1923 wskazywały na korzyści wynikające z zastosowania SSB w łączach radiowych [1-5, 1-6]. Oczywiste jest, że ówcześni inżynierowie kierowali swe wysiłki, aby opracować nadajniki i odbiorniki wykorzystujące zasadę SSB. Pierwszy jednowstęgowy nadajnik dużej mocy został oddany do eksperymentalnej eksploatacji w początkach 1923 r. [1-7]. Jak już wspomniano, podczas pierwszej demonstracji (przeprowadzonej przez Arnolda w 1915 r.) możliwości nadawania jednej wstęgi był zastosowany zwyczajny nadajnik AM z rozstrojoną anteną.

Podczas eksperymentów w 1923 r. zastosowano modulator zrównoważony, filtr na częstotliwości 33,7 kHz oraz drugi zrównoważony modulator służący do przesunięcia sygnału SSB na częstotliwość 55 kHz. Łańcuch liniowych wzmacniaczy mocy o małych zniekształceniach służył do zwiększenia poziomu

mocy do 150 kW [1-8]. Od stycznia 1923 r. przez następne kilka lat przeprowadzano eksperymentalne transmisje foniczne z Rocky Point (New York), do stacji odbiorczej znajdującej się pod Londynem. Dwustronne łącze radiotelefoniczne systemu SSB przez Atlantyk na częstotliwości 55 kHz wprowadzono do eksploatacji w 1927 r. — wspólnie z British Post Office. Zastosowanie systemu SSB na łączach radiowych może obecnie wydawać się małym osiągnięciem, jednak należy sobie zdawać sprawę z tego, że częstotliwości i moce stosowane w łączach radiowych były znacznie większe niż stosowane w przewodowej telefonii nośnej. Np., aby osiągnąć odpowiednią moc w końcowym stopniu nadajnika, należało zastosować 20 lamp. Stabilność częstotliwości w nadajniku i odbiorniku była wystarczająca, aby można było pracować z całkowicie stłumioną nośną, bez potrzeby stosowania automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz) w odbiorniku.

Aczkolwiek przy stosowaniu systemów SSB ze stłumioną nośną przy stosunkowo niewielkiej częstotliwości (takiej jak 55 kHz) nie istniały problemy osiągnięcia odpowiedniej stabilności częstotliwości, to stały się one bardzo trudne przy częstotliwościach powyżej 2 MHz. Przy częstotliwości 2 MHz wymagana względna stabilność częstotliwości jest 40 razy większa niż przy częstotliwości 55 kHz. Problem stabilności w zakresie krótkofalowym został rozwiązany dopiero przez zastosowanie ARCz w odbiorniku oraz emisji pilotującej (zredukowanej) fali nośnej po stronie nadawczej. W początkach lat trzydziestych przeprowadzono wiele badań nad zastosowaniem SSB w zakresach krótkofalowych (powyżej 2 MHz). W 1933 i 1934 r. przeprowadzono porównawcze badania nad systemami A3B (dwie wstęgi boczne bez nośnej) i SSB między Anglią a USA [1-9]. W tym samym czasie łącze radiowe wykorzystujące SSB zostało zainstalowane między Holandią a Holenderskimi Indiami Wschodnimi [1-10]. Zarówno eksperymentalne jak praktyczne wyniki eksploatacji łączy potwierdziły spodziewaną poprawę, uzyskiwaną dzięki zastosowaniu systemu SSB [1-11]. Badania prowadzone na łączu transatlantyckim wykazały poprawę o 8 dB w stosunku do AM (dla jednakowej mocy szczytowej). Jest to zgodne z teoretycznie przewidywanym zyskiem 9 dB, przedstawionym w tabl. 1-1. Od połowy lat trzydziestych powstaje wiele międzynarodowych telefonicznych łączy krótkofalowych. W łączach tych stosowano powszechnie systemy SSB z pilotującą nośną i ARCz w ręcznie przestrajanych odbiornikach. W latach pięćdziesiątych systemy SSB ze stłumioną nośną znalazły coraz szersze zastosowanie — najpierw w łączności radioamatorskiej, a potem wojskowej.

1-4. Zastosowanie SSB

Od 1923 r. kiedy zrealizowano pierwsze pracujące na wielkiej częstotliwości łącze jednowstęgowe USA — Anglia, towarzystwa telekomunikacyjne szeroko stosowały systemy SSB z pilotującą nośną oraz z nośną stłumioną. Silne zakłócenia atmosferyczne występujące w zakresie częstotliwości rzędu kilkudziesięciu kHz ograniczały użyteczność ówczesnych łączy radiowych. Jednak dopóki nie zainstalowano podmorskich kabli telefonicznych, żadne inne łącze między USA a Europą nie mogło osiągnąć niezawodności codziennej łączności na fali przyziemnej 55 kHz. Zakres częstotliwości poniżej 500 kHz, jako nie wykazujący zmian propagacyjnych i zaników, jest bardzo korzystny dla komunikacji telefonicznej. Jednak istnieje wiele wad, które zmniejszają niezawodność łączności w zakresie mniejszych częstotliwości. Do wad tych należą silne zakłócenia atmo-

Rys. 1-7. Międzynarodowa sieć jednowstęgowa przedsiębiorstwa American Telephone and Telegraph Company (styczeń 1960). ★ — placówki transoceanicznego ruchu telefonicznego w Stanach Zjednoczonych; główne punkty osiągane: ● łączami bezpośrednimi, ○ łączami z retlanslacją. Międzykontynentalne połączenia telefoniczne są realizowane za pośrednictwem kabli podmorskich i łączy radiowych

sferyczne, wysoki poziom zakłóceń radioelektrycznych, wymagana duża moc i konieczność stosowania dużych i kosztownych anten. Problemy te występujące w zakresach bardzo małych i małych częstotliwości radiowych spowodowały wzrost zainteresowań w kierunku usprawnienia łączy radiokomunikacyjnych w zakresach nazwanych falami krótkimi (powyżej zakresów używanych w radiofonii). Wprowadzenie urządzeń SSB pracujących przy wielkich częstotliwościach umożliwiło zainstalowanie wielu stałych łączy dla powszechnej służby telekomunikacyjnej. Łącza te umożliwiają jednoczesną realizację wielu połączeń zarówno telefonicznych jak i telegraficznych i stanowią uzupełnienie połączeń kablowych poprzez oceany i okręgi niezagospodarowane. Mapa na rys. 1-7 przedstawia rozwój łączy radiowych. Chociaż wiele punktów jest obsługiwanych przez kable podmorskie, zastosowanie SSB w połączeniach między prawie wszystkimi miastami pokazanymi na mapie jest stosunkowo duże. W większości radiotelefonicznych połączeń stosowany jest zarówno przez Stany Zjednoczone jak i przez inne państwa system jednowstęgowy z nośną pilotującą.

W urządzeniach wojskowych stosuje się system z nośną pilotującą i z nośną stłumioną. W lotnictwie i radiokomunikacji ruchomej lepsza skuteczność łączności jednowstęgowej powoduje obecnie szybką wymianę aparatury wielkiej częstotliwości systemu AM. W celu zapewnienia współpracy z istniejącymi urządzeniami AM, nadajniki i odbiorniki SSB wyposaża się w układy umożliwiające pracę z modulacją amplitudy.

Nie przewiduje się, aby system jednowstęgowy znalazł większe zastosowanie w tych przypadkach, gdy jeden nadajnik współpracuje z dużą liczbą odbiorników (co występuje w radiofonii). W radiofonii zwykle bardziej ekonomiczne jest zwiększenie mocy i ewentualne skomplikowanie nadajnika, jeżeli uprości to konstrukcję odbiornika. Duża liczba posiadaczy odbiorników uniemożliwia dokonywanie takich zmian, w wyniku których ich odbiorniki musiałyby wyjść z użycia, choćby zmiany te były związane z poprawą ich własności. Stosowane obecnie odbiorniki radiofoniczne AM i FM będą ulegały bardzo niewielkim zmianom. Ponawiające się teraz zainteresowanie bardzo małymi (VLF) i małymi (LF) częstotliwościami widma radiowego może spowodować zastosowanie w tej części widma systemów SSB, aby pomieścić większą liczbę jednoczesnych użytkowników. Trudność w zrealizowaniu odpowiedniej regulacji częstotliwości przy bardzo wielkich i ultrawielkich częstotliwościach oraz powyżej nich będą ograniczać zastosowanie techniki SSB do tych zakresów, w których można zastosować odpowiednią i niezbyt kosztowną automatyczną regulację częstotliwości. Przy ultrawielkich częstotliwościach oraz powyżej nich zastosowanie systemu SSB jest niekiedy usprawiedliwione zatłoczeniem pasma radiowego, a także brakiem transmitowanej mocy, jak również nie występują tutaj zaniki powstające na skutek dochodzenia sygnału równocześnie wieloma drogami (które istnieją na falach krótkich). Wiele niedoskonałości, jakie występują w obecnie stosowanych przy wielkich częstotliwościach metodach modulacji, spowodują — być może — większy wzrost znaczenia SSB w tym zakresie.

Literatura

1-1. H. S. Black: Modulation Theory, pp. 19–35, 195–200. D. Van Nostrand Company, Inc. Princeton, N. J. 1953.

1-2. Stanford Goldman: Information Theory, pp. 212–216. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1953.

1-3. Murray G. Crosby: Frequency Modulation Noise Characteristics. *Proc. IRE*, April 1937, pp. 472–514.

1-4. E. H. Colpitts, O. B. Blackwell: Carrier Current Telegraphy and Telephony. *JAIEE*, February 1921.

1-5. Lloyd Espenschied: Application to Radio of Wire Transmission Engineering. *Proc. IRE*, October 1922, pp. 344–368.

1-6. R. V. L. Hartley: Relations of Carrier and Sidebands in Radio Transmission. *Proc. IRE*, February 1923, pp. 34–55.

1-7. R. A. Heising: Production of Single Sideband for Transatlantic Radio Telephony. *Proc. IRE*, June 1925, pp. 291–312.

1-8. A. A. Oswald, J. C. Schelling: Power Amplifiers in Trans-Atlantic Radio Telephony. *Proc. IRE*, June 1925, pp. 313–361.

1-9. F. A. Polkingham, N. F. Schlaak: A Single Side-band Short-wave System for Trans--Atlantic Telephony, *Proc. IRE*, July 1935, pp. 701–718.

1-10. N. Koomans: Single-sideband Telephony Applied to the Radio Link between the Netherlands and the Netherlands East Indies. *Proc. IRE*, February 1938, pp. 182–206.

1-11. A. H. Reeves: The Single-band System Applied to Short-wave Telephony Links. *J. Inst. Elec. Engrs.* (London), September 1933, pp. 245–279.

2. PROPAGACJA FAL RADIOWYCH I JEJ ZALEŻNOŚĆ OD RODZAJU MODULACJI

Zalety dowolnego rodzaju modulacji można ocenić w pewnym stopniu zakładając propagację fal radiowych w ośrodku bezstratnym. Można również przeprowadzić analizę zakładając ośrodek, który jednakowo tłumi wszystkie składowe sygnału modulowanego. Wnioski wyciągnięte na podstawie takich analiz są pouczające, lecz nie wyjaśniają zagadnień występujących w warunkach rzeczywistej propagacji. W badaniu systemów radiokomunikacyjnych ważne są zagadnienia propagacji energii wielkiej częstotliwości na dalekie odległości ponad powierzchnią ziemi oraz zagadnienia propagacji w przestrzeni kosmicznej. Propagacja energii fal elektromagnetycznych powinna być przedmiotem rozważań przy każdej dyskusji efektywności różnych systemów modulacji, gdyż zakłócenia wprowadzane przez ośrodek, przez który przechodzą fale radiowe, mogą znacznie zmniejszyć użyteczność odbieranego sygnału.

Na przełomie XIX i XX wieku wielu naukowców myślało, że cała przestrzeń ponad ziemią, łącznie z atmosferą, jest wypełniona *eterem*. Eter ten miał stanowić, zgodnie z uznawanymi wówczas teoriami, ośrodek dla ruchu falowego. Wierzono, że światło i fale radiowe mogą być propagowane przez eter podobnie jak fale dźwiękowe przez powietrze. Teoria, że propagacja fal radiowych jest możliwa dzięki wypełniającemu wszystko eterowi utrzymywała się dopóty, dopóki nie została powszechnie uznana szczególna teoria względności Einsteina.

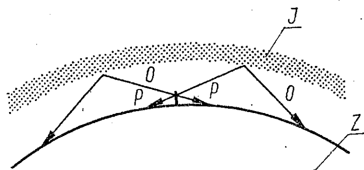
Obecność ziemi i atmosfery ziemskiej ma duży wpływ na propagację fal radiowych. Do transmisji fal radiowych na krótkie odległości w zakresie od częstotliwości bardzo małych, aż do średnich (typowy zakres radiofoniczny) najkorzystniejsza jest propagacja fali przyziemnej. Najważniejszym rodzajem transmisji na dalekie odległości jest jednak propagacja jednosferyczna (na fali odbitej) w zakresie fal krótkich. Propagacja w zakresie widzialności jest użyteczna dla krótkich odległości na powierzchni Ziemi oraz na dalekie odległości przy łączności kosmicznej.

2-1. Wpływ jonosfery

Promieniowanie słoneczne daje nie tylko dobroczynne ciepło i światło, lecz również umożliwia realizację na kuli ziemskiej radiokomunikacji dalekiego zasięgu. Bez słonecznego promieniowania ultrafioletowego, które jonizuje górne warstwy atmosfery, zasięg promieniowania radiowego byłby ograniczony do zasięgu fali

przyziemnej lub do zasięgu w zakresie widoczności. Zasięg na fali przyziemnej, w zakresie najbardziej interesującym dla radiokomunikacji ruchomej (od około 4 do 32 MHz), jest ograniczony do niewielkich odległości od nadajnika. W zakresie bardzo małych częstotliwości radiowych możliwe jest pokrycie na fali przyziemnej całej kuli ziemskiej. Użyteczność tego zakresu częstotliwości jest jednak ograniczona wymiarami anten, szumami atmosferycznymi oraz niewielką liczbą kanałów. Ze względu na omówione wyżej ograniczenia zasięgów na fali przyziemnej, dla łączności na odległości od setek kilometrów do połowy obwodu kuli ziemskiej są stosowane fale krótkie od 4 do 32 MHz, przy wykorzystaniu fali odbitej.

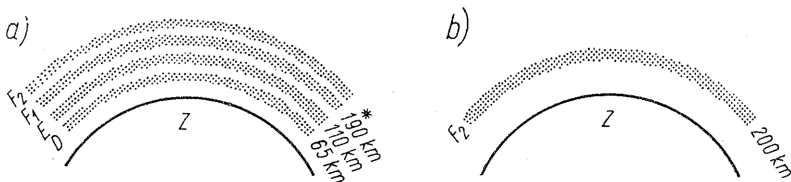
Na rys. 2-1 pokazano zjonizowaną warstwę leżącą w górnej części atmosfery. Rysunek ten ilustruje, w jaki sposób fale jonosferyczne są załamywane z powrotem w kierunku ziemi, zamiast gubić się w przestrzeni międzyplanetarnej. Gdy słoneczne promienie ultrafioletowe napotykają atomy w górnych warstwach atmosfery ziemskiej, następuje wyrywanie elektronów z orbit atomów. Powstają w ten sposób swobodne elektrony i dodatnio naładowane jony. Jeśli gęstość atmosfery jest niewielka (mała liczba atomów na jednostkę objętości), tworzy się niewielka liczba swobodnych elektronów. Gdy gęstość atmosfery wzrasta, wzrasta również intensywność jonizacji, lecz równocześnie maleje energia promieni ultrafioletowych.



Rys. 2-1. Typowe drogi fali odbitej O i fali przyziemnej P, rozchodzących się od anteny nadawczej
J — jonosfera; Z — ziemia

Wzrost gęstości atmosfery i równoczesne zmniejszenie się intensywności promieniowania ultrafioletowego powodują powstanie pasa lub warstwy zjonizowanej z maksimum gęstości elektronowej w jej środku. Formowanie się swobodnych elektronów i jonów nie jest zjawiskiem statycznym. Ujemny swobodny elektron i dodatni jon przyciągają się i zachodzi ciągła rekombinacja jonów i elektronów. Przy określonym poziomie promieniowania ultrafioletowego wytwarza się w jonosferze taki stopień jonizacji, przy którym istnieje równowaga między rekombinacją a tworzeniem się swobodnych elektronów.

Na rys. 2-1 pokazano dla uproszczenia tylko jedną warstwę zjonizowaną, lecz w rzeczywistości w czasie dnia istnieją często cztery oddzielne warstwy, co pokazano na rys. 2-2. Średnią wysokość każdej warstwy podano w kilometrach.



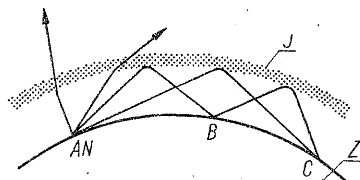
Rys. 2-2. Zjonizowane warstwy atmosfery ziemskiej i ich przybliżone średnie wysokości: a) w ciągu dnia; b) w ciągu nocy
Z — ziemia; * — wysokość warstwy F_2 zmienia się w ciągu dnia w zależności od sezonu i wynosi 400 km w lecie i 240 km w zimie

Ponieważ wysokość i intensywność jonizacji poszczególnych warstw podlegają licznym zmianom, podane wysokości należy uważać za wielkości orientacyjne. W ciągu nocy, gdy nie ma promieniowania słonecznego, obszary D i E znikają,

a obszary F_1 i F_2 mają tendencję do łączenia się w jedną warstwę. Istnienie kilku warstw zjonizowanych można wyjaśnić obecnością składowych promieniowania ultrafioletowego o różnych częstotliwościach. Składowe o częstotliwościach większych mogą głębiej wnikać w atmosferę i powodują powstawanie warstw D i E. W propagacji krótkofalowej najczęściej jest wykorzystywana warstwa F_2, lecz w ciągu dnia również warstwa E często może zapewnić dobrą łączność. Może się również zdarzyć, że jedno załamanie nastąpi w warstwie E, a drugie w warstwie F_2.

2-2. Załamanie fal radiowych w jonosferze

Zjawisko załamania (refrakcji) fal radiowych w jonosferze jest podobne do zjawiska załamania światła przy przechodzeniu skośnie z jednego ośrodka do innego, w którym szybkość rozchodzenia się jest inna. Promień radiowy prostopadły do warstwy zjonizowanej przejdzie do przestrzeni kosmicznej, po linii prostej. Przy mniejszych kątach promień zostaje ugięty i tworzy w stosunku do horyzontu mniejszy kąt, od kąta w pobliżu anteny. Przy kątach jeszcze mniejszych (jak pokazano na rys. 2-3) fala powraca na ziemię i może być wykorzystana do



Rys. 2-3. Załamanie fal jonosferycznych (pokazano możliwość przychodzenia sygnału różnymi drogami)
J — jonosfera; *Z* — ziemia; *AN* — antena nadawcza

realizacji łącza radiokomunikacyjnego. Na przestrzeni między punktami A i B pokazanymi na rysunku tylko bardzo niewielka ilość energii wraca na ziemię, wobec czego nie można w tym obszarze odebrać użytecznego sygnału. W pewnym sensie fale „przeskakują" nad obszarem między punktami A a B, w związku z czym obszar ten jest nazywany strefą skoku. Drugi skok fali radiowej może obejmować punkty B i C. Między punktami A a C może istnieć również połączenie jednym skokiem, co pokazano na rys. 2-3. Istnienie użytecznej drogi propagacji radiowej zależy od wielu zmiennych, do których należą częstotliwość nadawania, pora dnia, pora roku, część cyklu plam słonecznych i warunki wyjątkowe związane z niezwykłą aktywnością słoneczną. Czynniki te określają jonizację i wysokość poszczególnych warstw [2-1]. Dokładne rozpatrzenie tych spraw wychodzi poza zakres niniejszej książki [2-2].

W czasie przechodzenia fal radiowych przez niższe warstwy zjonizowane powstają straty energii na skutek pobudzania wolnych elektronów i jonów oraz na skutek zderzeń elektronów i jonów. Dla uzyskania pożądanego zasięgu łączności może się okazać konieczne, aby fale — zanim zostaną załamane przez warstwę F_2 — przechodziły zarówno przez warstwy D jak i E. Straty energii w czasie przechodzenia przez niższe warstwy zjonizowane (które nie załamują fal) mogą być powodem stłumienia sygnału do bardzo małego poziomu. Aby zmniejszyć absorpcję energii fal radiowych, należy unikać mniejszych częstotliwości, a wykorzystywać częstotliwości leżące tuż poniżej maksymalnej częstotliwości użytkowej (tzw. MUF[1]) — maximum usable frequency).

---

[1]) MUF jest to maksymalna częstotliwość, przy której występuje odbicie od jonosfery dla danego kąta promieniowania.

W zależności od pory dnia występują trzy różne warianty warunków tłumienia fali radiowej w jonosferze. Jeśli droga znajduje się w całkowitej ciemności, sygnał opuszczający nadajnik przechodzi przez atmosferę, dopóki nie padnie na silnie zjonizowaną warstwę F_2. Jeśli częstotliwość pracy leży tuż poniżej MUF, sygnał będzie odbijany z powrotem w kierunku ziemi prawie bez absorpcji. Zatem sygnał będący do dyspozycji na stacji odbiorczej jest tłumiony tylko tak, jak w wolnej przestrzeni, tzn. odwrotnie proporcjonalnie do kwadratu odległości.

Gdy cała droga przebiega w zakresie światła dziennego, zachodzi drugi przypadek. W tym przypadku, sygnał nadawczy pada na zjonizowaną warstwę *E*. Graniczny zasięg dla propagacji za pośrednictwem warstwy *E* wynosi około 2000 km, zatem dla większych odległości należy wykorzystywać warstwę F_2. Wynika z tego konieczność stosowania sygnałów o większych częstotliwościach, które przeniknęłyby przez warstwy *E* i F_1. Lecz jak poprzednio powiedziano, energia sygnału jest tracona w czasie przechodzenia przez obszar *D*. Pewne straty występują również w obszarze *E*. Zatem droga rozchodzenia się przy świetle dziennym jest określona nie tylko prawem odwrotności do kwadratu odległości, lecz również absorpcją w czasie przechodzenia przez kilka warstw zjonizowanych.

Trzeci przypadek zachodzi wówczas, gdy droga przebiega częściowo przy świetle dziennym i częściowo w ciemności. W tym przypadku zachodzi kombinacja warunków rozchodzenia się przy istnieniu absorpcji i rozchodzenia się w wolnej przestrzeni.

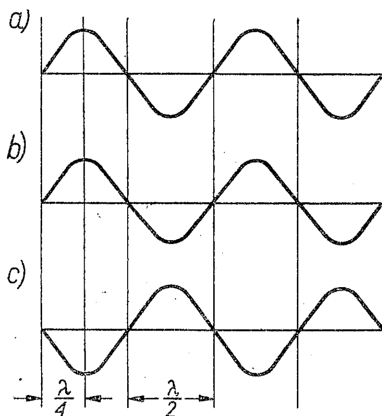
Na podstawie doświadczenia określono, że najkorzystniejszą częstotliwością pracy jest częstotliwość równa 0,85 MUF. Jest to optymalna częstotliwość robocza (tzw. FOT — frequency of optimum traffic). Często nie ma możliwości wykorzystywania tej optymalnej częstotliwości, gdyż nie jest ona przydzielona użytkownikowi. Niemniej jeśli chce się uzyskać optymalny sygnał, należy wybrać pierwszy dostępny kanał poniżej częstotliwości MUF. Powyżej częstotliwości MUF wielkość skoku będzie za duża lub fala może przenikać jonosferę i łączność będzie niemożliwa. Dla łączności dalekosiężnej najkorzystniejsza jest warstwa F_2, lecz w czasie dnia można również wykorzystywać warstwę *E*. Prognozy propagacji fal radiowych redagowane przez U.S. Army Signal Corps i U. S. Central Radio Propagation Laboratory [1]) podają najkorzystniejsze częstotliwości zarówno dla łączności przy wykorzystaniu warstwy *E* jak i *F*.

2-3. Zaniki sygnałów radiowych

Na rys. 2-3 pokazano, że fale radiowe mogą dojść do anteny odbiorczej dwiema różnymi drogami. Składowe sygnału otrzymywane z tych dwóch dróg mogą się wzmacniać lub znosić, zależnie od względnego przesunięcia fazowego przebiegów. Odwrócenie fazy zachodzi co każde 1/2 długości fali wzdłuż całej drogi sygnału radiowego, od nadajnika do odbiornika, jak to pokazano na rys. 2-4. Inaczej określając zależności fazowe fal radiowych w przestrzeni można stwierdzić, że jednakowe warunki powtarzają się wzdłuż drogi sygnałów radiowych co każdą całkowitą długość fali. Sygnały otrzymywane dwiema drogami, dla których różnica długości jest wielokrotnością długości fali, są w fazie i dodają się, co przedstawiono na rys. 2-4a i b. Jeśli długości dróg różnią się o nieparzystą

[1]) W Polsce prognozy propagacji fal radiowych opracowuje i rozpowszechnia Zakład Propagacji Fal Instytutu Łączności w Warszawie (przyp. tłum.).

wielokrotność połowy długości fali, przebiegi mają fazę przeciwną, jak pokazano na rys. 2-4b i c. Jeśli sygnały określonej częstotliwości dochodzą do anteny odbiorczej w przeciwnych fazach i mają równe amplitudy, znoszą się zupełnie.



Rys. 2-4. Zależności między sygnałami radiowymi przychodzącymi różnymi drogami: a), b) długości dróg różnią się o całkowitą wielokrotność długości fali λ; b), c) długości dróg różnią się o nieparzystą wielokrotność $^1/_2$ długości fali

Często zdarza się, że sygnały dochodzące różnymi drogami mają nierówne amplitudy. Dodają się one wówczas wg poniższej zależności:

$$u(t) = A_1 \sin\left(\omega t + 2\pi \frac{l_1}{\lambda}\right) + A_2 \sin\left(\omega t + 2\pi \frac{l_2}{\lambda}\right) + \ldots + A_n \sin\left(\omega t + 2\pi \frac{l_n}{\lambda}\right)$$

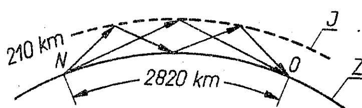
w której:

A_1, A_2, A_n — amplitudy przebiegów;
l_1, l_2, l_n — długości dróg;
$\omega = 2\pi f$;
f — częstotliwość;
λ — długość fali.

W powyższej zależności długości dróg i długości fal radiowych są wyrażone w tych samych jednostkach. Analiza tej zależności wykazuje, że głębokość zaniku (stopień znoszenia się lub wzmacniania) zależy zarówno od względnych amplitud poszczególnych sygnałów odbieranych jak i od długości dróg i długości fali. Ponieważ w równaniu występuje długość fali jasne jest, że zaniki powstające wskutek odbioru różnymi drogami są zależne od częstotliwości. Wskutek wzajemnego oddziaływania sygnałów przychodzących do anteny odbiorczej różnymi drogami, pewne składowe widma częstotliwości sygnału odbieranego mogą być wzmacniane, a inne osłabiane. Zmiana długości drogi, która może być np. powodowana zmianą wysokości warstwy F_2 lub innych wykorzystywanych warstw, zmienia częstotliwości, przy których zachodzi znoszenie się. Obecność składowych sygnału nieznacznie różniących się częstotliwością, przy określonym stosunku długości dróg, powoduje wzrost lub spadek amplitudy sygnału wypadkowego, wskutek zmieniających się dla każdej częstotliwości sum wektorów wszystkich odbieranych przebiegów. Ponieważ zmniejszenie amplitudy zależy od częstotliwości, zanik taki jest nazywany zanikiem *selektywnym*.

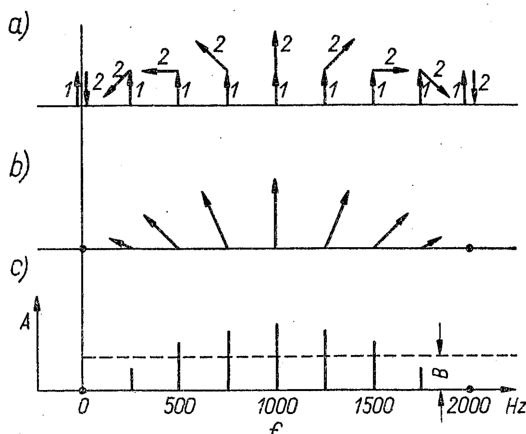
Istota zaniku selektywnego staje się bardziej zrozumiała, jeśli rozpatrzyć typową drogę fal radiowych w nocy (przy odbiciu od warstwy F_2) dla jednego

i dwóch skoków propagacji, jak to pokazano na rys. 2-5. Przyjęto, że wysokość warstwy F_2 wynosi 210 km, a odległość wzdłuż powierzchni ziemi wynosi 2820 km, czyli jest bliska maksymalnemu zasięgowi pojedynczego skoku, który wynosi 4000 km. Sygnał raz załamany przechodzi drogę 2873,5 km, natomiast sygnał dwukrotnie załamany — 2948 km, a więc różnica długości ich dróg wynosi 74,5 km.



Rys. 2-5. Przychodzenie sygnału jednym i dwoma skokami, przy odległości nadajnika *N* od odbiornika *O* wynoszącej 2820 km (licząc po powierzchni ziemi)
J — jonosfera; *Z* — ziemia

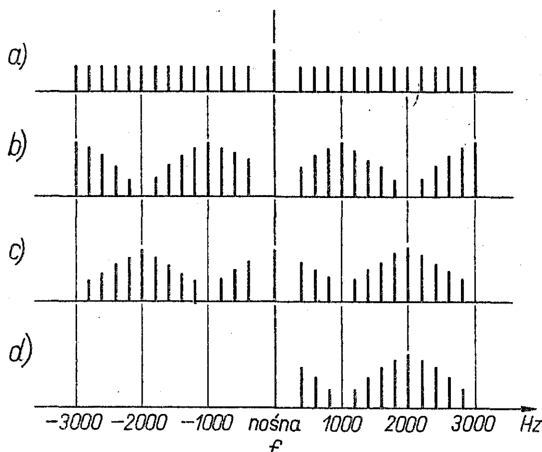
Zatem opóźnienie sygnału przychodzącego drogą dłuższą w stosunku do sygnału przychodzącego drogą krótszą wynosi 250 μs. Na rys. 2-6 przedstawiono dwa sygnały o równych amplitudach, które przychodzą dwiema różnymi drogami o różnicy długości wynoszącej 74,5 km, której odpowiada opóźnienie 250 μs. Przyjęto częstotliwość pracy, przy której dla częstotliwości modulującej równej zeru, fazy napięć przychodzących różnymi drogami są odwrotne. Pokazano składowe sygnału w odstępach co 250 Hz od f_0 do f_0+2000 Hz. Na rys. 2-6



Rys. 2-6. Dodawanie się sygnałów przychodzących jednym skokiem *1* i dwoma skokami *2* przy odpowiednio dobranej długości drogi: a) dodawanie wektorów; b) wypadkowa amplituda i faza; c) amplitudy sygnałów wypadkowych
A — amplituda wypadkowa; *B* — amplituda jednego sygnału

pokazano wektory reprezentujące napięcia w. cz. wywoływane energią każdej składowej. Jako przebieg odniesienia przyjęto umownie przebieg przychodzący drogą o jednym skoku. Opóźnienie czasowe przebiegu przychodzącego drogą z dwoma skokami względem tego przebiegu odniesienia wywołuje przesunięcie fazy o wielkości rosnącej z częstotliwością. Sumowanie wektorów na częstotliwościach f_0 i f_0+2000 Hz daje w wyniku amplitudę równą zeru. Na innych częstotliwościach wektor wypadkowy jest przesunięty w fazie w stosunku do odpowiedniego wektoru odniesienia (przebiegu przychodzącego drogą z jednym skokiem), a jego amplituda wzrasta w środku pasma (na częstotliwości f_0+1000 Hz) do maksimum. Amplitudy sygnałów wypadkowych pokazano na rys. 2-6c.

Na rys. 2-7a przedstawiono widmo sygnału złożonego ze składowych o równych amplitudach. Widmo takie może mieć np. sygnał wyjściowy nadajnika AM przy transmisji danych. Gdyby sygnał o takim widmie był odbierany w warunkach powyżej opisanych (dwie drogi sygnału), składowe o częstotliwości nośnej f_0 i o częstotliwościach $f_0 \pm 2000$ Hz całkowicie zanikłyby, co pokazano na rys. 2-7b. W innych warunkach (przy innej częstotliwości pracy lub innych długościach dróg sygnału) mogą zaniknąć składowe o częstotliwościach f_0-3000 i f_0-1000 oraz f_0+1000 i f_0+3000 Hz, co pokazano na rys. 2-7c. W tym przypadku sygnał przy częstotliwości nośnej będzie wzmacniany, a nie tłumiony. Jak pokazano na rys. 2-7d, sygnał SSB będzie podlegał takim samym wpływom zaników selektywnych, jak równoważna mu wstęga boczna sygnału AM, o takiej samej częstotliwości. Zanik częstotliwości nośnej w warunkach pokazanych na rys. 2-7b powoduje znaczne pogorszenie się odbioru AM.



Rys. 2-7. Wpływ zaniku selektywnego na sygnały AM i SSB, o składowych rozłożonych równomiernie w pasmie nadajnika: a) modulacja amplitudy; b) i c) modulacja amplitudy w czasie zaniku; d) modulacja jednowstęgowa w czasie zaniku

Przy zmianach wysokości warstw odbijających, przesuwają się częstotliwości podlegające zanikowi. W praktyce obserwuje się raczej szybkie zmiany wielkości zaników. O ile fluktuacje poziomu sygnału występują często zarówno w szerokim jak i w wąskim pasmie, o tyle zupełne zaniki wąskiego pasma częstotliwości powstające wskutek interferencji fal występują rzadko. Przypadkowe sumowanie i odejmowanie się sygnałów przychodzących wieloma drogami rzadko daje w wyniku amplitudę równą zeru, lecz — jak widać z rys. 2-6b — w sygnale wypadkowym występują fluktuacje fazy.

Jeśli długości dróg dla dwóch fal są w przybliżeniu jednakowe i dają np. różnicę opóźnień 5 μs, szerokie pasmo może ulec całkowitemu zniesieniu się. Jeśli różnica opóźnień dla dwóch dróg przenoszących sygnały o równej amplitudzie wynosi 5 μs, sygnały zniosą się całkowicie przy częstotliwościach odległych od siebie o 20 kHz. Przy częstotliwości odległej o +3 kHz od częstotliwości nośnej, przy której wystąpi całkowite znoszenie się, amplituda wzrasta do 9,4% wartości jednego z przebiegów. Jeśli natężenie pola sygnału zmniejsza się w całym pasmie częstotliwości niosących informację, to mówimy, w odróżnieniu od zaniku selektywnego, o zaniku *synchronicznym*. Zmianę warunków załamania mogą wprowadzić, poza interferencją fal rozchodzących się różnymi drogami, również zmiany absorpcji i mogą tłumić sygnał w sposób przypadkowy.

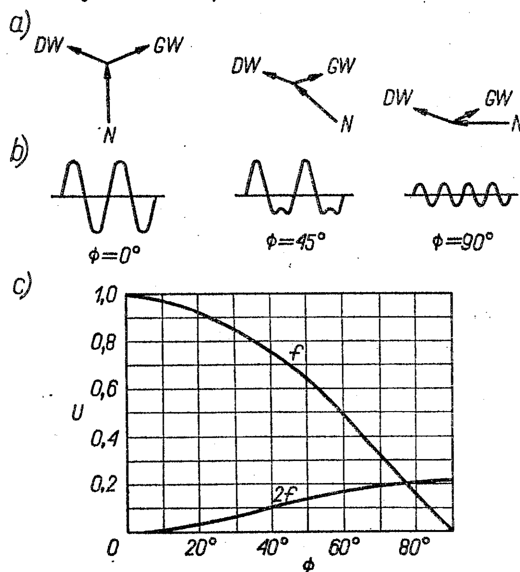
Jeśli łącze radiowe pracuje przy częstotliwości bliskiej MUF, fluktuacje jonosfery mogą powodować gwałtowne zmiany natężenia pola sygnału. Istnieje wiele czynników powodujących w łączach dalekosiężnych zarówno zaniki selektywne jak i zaniki synchroniczne, lecz stosowanie dużych mocy, anten o dużym zysku i prawidłowo dobranych częstotliwości pomagają zapewnić utrzymanie nieprzerwanej łączności radiowej.

2-4. Wpływ zaników na sygnały radiotelegraficzne i sygnały transmisji danych

W systemach telegraficznych i systemach transmisji danych jest na ogół wykorzystywana modulacja amplitudy (kluczowanie amplitudy), modulacja częstotliwości (kluczowanie częstotliwości) i modulacja fazy (kluczowanie fazy). Ręczne kluczowanie kodem Morse'a zastępuje się urządzeniami dalekopisowymi, zapewniającymi większe szybkości przekazywania informacji. Systemy transmisji danych, ze względu na to, że w postaci cyfrowej można przesyłać różne informacje, od wizyjnych sygnałów radarowych do sygnałów wyjściowych z maszyn matematycznych, również wymagają dużych szybkości przekazywania. Większe szybkości pracy wymagają stosowania bardziej niezawodnych łączy komunikacyjnych, nie podlegających kaprysom ośrodka propagacji.

Kluczowanie częstotliwości (*F1*) jest realizowane często przez skokową zmianę częstotliwości fali nośnej nadajnika. Różnica częstotliwości znaku i przerwy wynosi od 200 do 850 Hz. Większej częstotliwości odpowiada zwykle w kodzie Morse'a lub kodzie dalekopisowym znak, a mniejszej przerwa. Dzięki zastosowaniu w odbiornikach ograniczników, filtrów wąskopasmowych i dyskryminatorów udało się stworzyć system łączności telegraficznej o dobrych parametrach [2-3]. W radiokomunikacji na falach krótkich kluczowanie amplitudy jest znacznie mniej efektywne. Podanie na nadajnik SSB tonu z przesuwem częstotliwości powoduje wytworzenie sygnału w. cz. identycznego jak w nadajniku *F1*. Nadajnik SSB ma jednak tę zaletę, że można w nim zwielokrotnić kanały, przy czym między kanałami nie powstaną niepożądane zniekształcenia intermodulacyjne. Na rys. 2-7 pokazano widmo zwielokrotnionego sygnału telegraficznego lub sygnału transmisji danych przy obecności zaniku. W systemach telegraficznych odstęp między składowymi sygnałów może być różny, lecz w jednym z powszechnie stosowanych systemów odstęp kanałów wynosi 170 Hz, a przesuw częstotliwości 85 Hz. W nadajniku AM dla każdej składowej sygnału wejściowego są wytwarzane dwie składowe leżące po obu stronach częstotliwości nośnej, podczas gdy w nadajniku SSB dla każdej składowej sygnału m. cz. jest wytwarzana tylko jedna składowa w. cz. Jasne jest, że zanik selektywny może powodować utratę pewnych składowych, wprowadzając w ten sposób błędy do kanałów transmisji danych lub kanałów telegraficznych. W celu zapewnienia dokładności należy stosować (nawet wówczas gdy sygnał jest silny) odbiór zbiorczy i kody z korekcją błędów. W systemach AM zanik lub znaczne stłumienie nośnej powoduje powstanie dużych zniekształceń wskutek nieodpowiednich warunków detekcji. Może to powodować błędy w kanałach telegraficznych, jeśli wstęgi boczne nie będą stłumione w takim samym stopniu jak nośna. W systemach AM fala nośna musi być odbierana nie tylko z odpowiednią amplitudą (tak aby jej amplituda była większa od sumy wskazów wszystkich składowych wstęg bocznych), lecz musi mieć również właściwą fazę. Na rys. 2-8 pokazano efekt przesunięcia fazy fali nośnej, bez odpowiadającego mu przesunięcia fazy wstęgi

bocznej. Wykres ilustruje zmniejszenie się amplitudy składowej podstawowej częstotliwości modulującej w funkcji zmiany fazy fali nośnej. Przy $\Phi = 90°$ składowa podstawowa zanika, a po detekcji sygnału otrzymuje się tylko składowe zniekształceń. Zniekształcenia powstające przy detekcji sygnału w przypadku przesunięcia fazy nośnej składają się z harmonicznych parzystych (głównie z drugiej harmonicznej). Nierówne amplitudy wstęg bocznych również powodują zniekształcenia [2-4]. Konieczność zużycia dużej części mocy nadajnika na emisję fali nośnej i trudności z koherentnym dodawaniem wstęg bocznych zgodnych w fazie z nośną ograniczają przydatność systemów transmisji danych z modulacją amplitudy w zakresie fal krótkich. System SSB nie ma niektórych wad systemu AM bowiem, aby odtworzyć oryginalne składowe sygnału transmisji danych, z falą nośną musi być zdudniona tylko jedna wstęga boczna. Jednak zaniki selektywne mogą tutaj również stłumić niektóre części pasma do takiej wartości, że powstaną błędy. Odbiór zbiorczy na przestrzennie rozstawione anteny daje często znaczną poprawę. Jeśli różnica odległości dwóch anten odbiorczych liczona w kierunku nadajnika wynosi 6 lub 7 długości fali, istnieje niewielkie prawdopodobieństwo, że dodawanie się sygnałów przychodzących różnymi drogami spowoduje zanik równocześnie na dwóch antenach. Odpowiednie wybieranie wyjścia odbiornika załączonego do anteny dającej silniejszy sygnał, w większości przypadków zmniejsza straty informacji.



Rys. 2-8. Wpływ przesunięcia fazy Φ częstotliwości nośnej sygnału AM o głębokości modulacji 100%. Wykres ilustruje spadek podstawowej składowej sygnału i wzrost drugiej harmonicznej, przy zwiększającym się przesunięciu fazy: a) sumowanie składowych wstęg bocznych i częstotliwości nośnej; b) sygnał m.cz. po detekcji; c) względny poziom częstotliwości podstawowej i drugiej harmonicznej w funkcji przesunięcia fazy częstotliwości nośnej

U — względny poziom; Φ — przesunięcie fazy częstotliwości nośnej; N — nośna; DW — wstęga dolna; ; GW — wstęga górna

Ze względów ekonomicznych, lub ze względu na brak miejsca, niejednokrotnie nie można stosować przestrzennego odbioru zbiorczego. Można wówczas stosować częstotliwościowy odbiór zbiorczy, przy którym te same informacje są nadawane na dwóch różnych częstotliwościach. Dodawanie sygnałów po detekcji lub wybór sygnału o większej amplitudzie może poprawić jakość transmisji nawet w przypadku, gdy różnica częstotliwości jest niewielka. Np. składowe sygnału można rozmieścić w jednej wstędze bocznej o szerokości 3 kHz. Na pierwszy rzut oka mogłoby się wydawać, że górna i dolna wstęga sygnału AM mogłyby być również wykorzystane do częstotliwościowego odbioru zbiorczego. Możliwości tej w praktyce nigdy nie można wykorzystać, ponieważ wów-

czas gdy występują zaniki selektywne, składowe wstęg bocznych nie dodają się na ogół w zgodnej fazie. W systemie SSB sygnały wielokrotne można zdemodulować i skwantować, zanim zostaną dodane lub zanim jeden z kanałów zostanie wybrany. Jeśli pominie się trudności praktyczne z odtwarzaniem nośnej, system dwuwstęgowy ze stłumioną nośną ma zalety w porównaniu z konwencjonalnym systemem AM, lecz oba zajmują jednakowo szerokie pasmo częstotliwości. Są znane systemy transmisji danych, wykorzystujące zależności fazowe do demodulacji odbieranych pasm [2-5]. W systemach tych błąd częstotliwości nadajnika i odbiornika, jeśli zmiany są gwałtowne, może powodować pogorszenie. Bardzo ważne jest, aby szybkość transmisji danych i wymagania dotyczące stabilności fazy systemu były dopasowane do warunków propagacji i możliwości systemu.

2-5. Wpływ zaników na sygnały mowy

Sygnały mowy składają się z podstawowych tonów małej częstotliwości oraz harmonicznych, które można ograniczyć do pasma o szerokości od 2000 do 3000 Hz, bez istotnego pogorszenia zrozumiałości. Z widma mowy można również bez zauważalnego wpływu usunąć wąskie pasma częstotliwości akustycznych. W praktyce telefonicznej do sygnalizacji jest stosowany ton przerywany, leżący w pasmie akustycznym, przy czym, aby nie przeszkadzać abonentowi, częstotliwość ta jest wycinana odpowiednim filtrem zaporowym. Wycięcie tego rodzaju wąskich pasm z widma mowy nie pogorsza zauważalnie jakości łącza telefonicznego. Mała wrażliwość sygnałów mowy na zawężenie pasma i na stratę pewnych części widma powoduje, że pogorszenie transmisji mowy przy obecności zakłóceń wskutek przychodzenia sygnału różnymi drogami jest przy SSB znacznie mniejsze niż przy AM.

Przesunięcie fazy częstotliwości nośnej lub wstęgi bocznej w systemie SSB z pilotującą częstotliwością nośną (A3A) nie jest groźne, lecz zbyt duże stłumienie nośnej może spowodować zanik działania układu ARCz. Osłabienie nośnej powyżej progu działania ARCz nie jest groźne, ponieważ synchronizowany generator nośnej w odbiorniku utrzymuje odpowiedni poziom amplitudy i właściwą częstotliwość. Utrzymywanie dokładnej synchronizacji częstotliwości generatora lokalnego za pomocą skutecznie działającej ARCz jest warunkiem koniecznym, aby uzyskać właściwą demodulację sygnału SSB w tym systemie. Ponieważ w systemie SSB bez fali nośnej (A3J) do wytwarzania lokalnej częstotliwości nośnej nie jest potrzebny sygnał z anteny, dla właściwej pracy konieczne jest tylko zachowanie odpowiedniego stosunku sygnał/szum.

Literatura

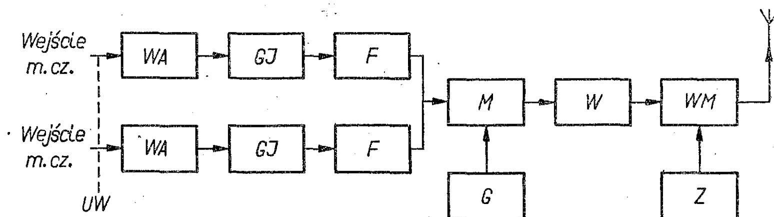
2-1. S. M. Ostrow: Handbook for Ionospheric Predictions. NBS Handbook 90, U. S. Government Printing Office.
2-2. Karl Rower: The Ionosphere. Frederick Ungor Publishing Co., New York 1958.
2-3. J. R. Davey, A. N. Matte: Frequency Shift Telegraph Radio and Wire Applications. *Trans. AIEE*, vol. 66, 1957, pp. 479–493.
2-4. E. A. Laport: Characteristics of Amplitude Modulated Waves. *RCA Rev.*, April 1937, pp. 26–38.
2-5. M. L. Doelz, E. T. Heald, D. L. Martin: Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems. *Proc. IRE*, May 1957, pp. 656–661.

3. WYMAGANIA STAWIANE URZĄDZENIOM JEDNOWSTĘGOWYM

W poniższym rozdziale omówiono w sposób ogólny działanie odbiorników i nadajników jednowstęgowych SSB. Szczegółowa teoria i układy zostaną przedstawione w dalszej części. Specjalną uwagę zwrócono na zniekształcenia, specyficzne dla transmisji jednowstęgowej, wynikające z różnicy w częstotliwościach pracy nadajnika i odbiornika.

3-1. Części składowe nadajników SSB

Nadajnik jednowstęgowy w najprostszym przypadku zawiera: wzmacniacz małej częstotliwości, generator jednowstęgowy, filtr, mieszacz, generator wielkiej częstotliwości, wzmacniacze napięciowe w. cz., wzmacniacz sterujący oraz liniowy wzmacniacz mocy wraz z zasilaczem. Powiązanie tych elementów w całość przedstawia rys. 3-1. Często spotyka się różne odmiany tego podstawowego schematu.



Rys. 3-1. Schemat blokowy nadajnika jednowstęgowego: *UW* — ewentualne układy zmieniające parametry sygnału modulującego; *WA* — wzmacniacz m.cz.; *GJ* — generator SSB; *F* — filtr; *M* — mieszacz; *G* — generator w.cz.; *W* — wzmacniacz w.cz. wraz ze stopniem sterującym; *WM* — wzmacniacz mocy; *Z* — zasilacz

Jeden nadajnik może być sterowany kilkoma niezależnymi sygnałami modulującymi. Częstotliwość wyjściową nadajnika uzyskuje się często stosując kilka przemian częstotliwości. W nadajnikach dużej mocy można wydzielić część, w której przeprowadza się wytwarzanie sygnału jednowstęgowego (zwaną wzbudnicą lub wzbudnikiem) i końcowy wzmacniacz mocy. W nadajnikach małej mocy nie stosuje się oddzielnego wzmacniacza mocy.

Część wejściowa nadajnika jednowstęgowego zawiera często układy celowo zmieniające parametry sygnału modulującego. Układami takimi mogą być na przykład kompresor, układ preemfazy, filtr ograniczający pasmo lub ogranicznik.

Wzmacniacz m. cz. ma za zadanie zwiększenie amplitudy sygnału wejściowego do poziomu wystarczającego do wysterowania generatora sygnału jednowstęgowego. Wzmacniacz ten może być często wzmacniaczem napięciowym. Występuje tu wyraźna różnica w stosunku do nadajnika pracującego z emisją A3, gdzie modulator (w przypadku stosowania modulacji anodowej) musi dostarczać mocy wyjściowej równej połowie mocy wyjściowej wzmacniacza klasy C.

Przy wytwarzaniu sygnałów jednowstęgowych w większości przypadków są stosowane modulatory zrównoważone, opisane w rozdz. 5. Modulatory te pracują przy małym poziomie sygnału i wytwarzają dwie wstęgi boczne ze stłumioną częstotliwością nośną. Jednym z elementów generatora jednowstęgowego jest starannie zaprojektowany filtr jednowstęgowy, składający się z rezonatorów *LC* lub rezonatorów kwarcowych albo rezonatorów mechanicznych (zob. rozdz. 6). Podstawowym zadaniem filtru jest wyodrębnienie na wyjściu modulatora jednej z dwóch wstęg bocznych. Filtr ten może dodatkowo zmniejszać szerokość przenoszonego pasma częstotliwości modulujących. W przypadku gdy sygnał jednowstęgowy jest uzyskiwany przez odpowiednie dobranie faz napięć wyjściowych pochodzących z dwóch modulatorów, stosowanie filtru jest zbyteczne.

Generator jednowstęgowy w większości przypadków pracuje przy znacznie mniejszej częstotliwości niż częstotliwość wyjściowa nadajnika. Aby na wyjściu nadajnika uzyskać żądaną wartość częstotliwości, stosuje się wielokrotną przemianę częstotliwości. Układy przemiany częstotliwości stosowane w nadajnikach jednowstęgowych omówiono w rozdz. 7. Czystość widma promieniowanego przez nadajnik wymaga stosowania tylko mieszaczy o małych zniekształceniach. Uzyskanie małych zniekształceń jest możliwe, jeśli mieszacz pracuje przy małym poziomie mocy. Zwiększenie poziomu sygnału do wartości wystarczającej do wysterowania wzmacniacza mocy następuje w łańcuchu wzmacniaczy małej i średniej mocy. Wszystkie wzmacniacze muszą być zaprojektowane tak, aby praca ich odbywała się w warunkach liniowych, co umożliwia uzyskanie dostatecznie małego poziomu zniekształceń intermodulacyjnych na wyjściu nadajnika. Wzmacniacze mocy opisano w rozdz. od 9 do 14. Zasilacze dostarczające wymaganej mocy prądu stałego do zasilania obwodów anodowych liniowych wzmacniaczy dużej mocy opisano w rozdz. 15.

Żądaną dokładność częstotliwości wyjściowej zapewnia generator częstotliwości. Może nim być przestrajany generator *LC* (VFO), generator kwarcowy, syntetyzer zwykły lub syntetyzer z generatorem synchronizowanym. Generatory częstotliwości opisano w rozdz. 8. Niestabilność częstotliwości wyjściowej generatora powoduje zniekształcenia transmisji oraz pogorszenie zrozumiałości. Sprawa ta będzie wyjaśniona w dalszej części niniejszego rozdziału.

Jedną z istotnych zalet radiokomunikacji jednowstęgowej jest zmniejszenie zajmowanego przez kanał łączności pasma częstotliwości. Dlatego w systemie SSB selektywność jest istotnym parametrem nie tylko odbiornika, ale również i nadajnika jednowstęgowego. Jedynie bowiem dzięki zastosowaniu w nadajniku filtrów skutecznie ograniczających pasmo można uzyskać pełne korzyści z zastosowania emisji jednowstęgowej. Pasmo mowy może być zawężone w nadajniku do szerokości 2 lub 3 kHz. Stosowanie minimalnego pasma w nadajniku umożliwia zwiększenie liczby kanałów w danym zakresie częstotliwości. Przy wąskopasmowych transmisjach maleją także wzajemne zakłócenia między sąsiadującymi kanałami. Wykorzystanie danego zakresu częstotliwości przez jak największą ilość użytkowników można uzyskać przez znalezienie, dla każdego ro-

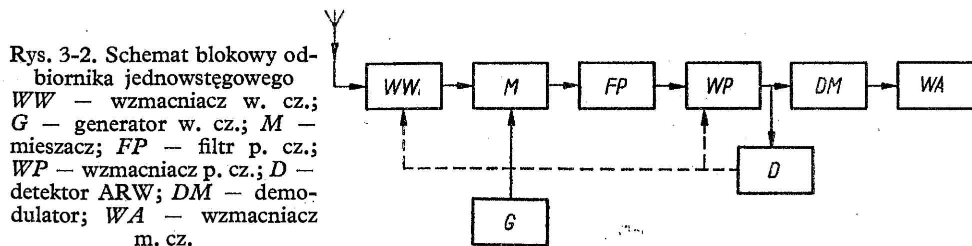
dzaju służb radiowych rozsądnego kompromisu między minimalnym żądanym pasmem a maksymalnym wykorzystaniem częstotliwości.

W nadajnikach SSB sygnał jest zwykle wytwarzany przy małej częstotliwości i małej mocy. Zanim uzyska się żądaną nominalną moc w antenie nadawczej, konieczne jest zwiększenie częstotliwości w mieszaczach i jednoczesne wzmocnienie sygnału rzędu 100 000 razy. Uzyskanie minimalnej możliwej szerokości pasma zajmowanego przez transmisję wymaga stosowania liniowych wzmacniaczy mocy pracujących z małym poziomem zniekształceń. Wymagania te wykluczają stosowanie w urządzeniach jednowstęgowych powielaczy i wzmacniaczy klasy C. Do liniowego wzmacniania w. cz. mogą być stosowane tylko starannie zaprojektowane stopnie, w których nie występują sprzężenia zwrotne ani oscylacje pasożytnicze. Groźnymi składowymi zniekształceń intermodulacyjnych są tylko te, które znajdują się blisko żądanej częstotliwości wyjściowej. Jeżeli przyjmiemy, że f_1 i f_2 stanowią żądane częstotliwości sygnałów wyjściowych, groźnymi będą składowe III rzędu o częstotliwościach $2f_1-f_2$ i $2f_2-f_1$. Wystąpią również składowe o częstotliwościach $2f_1+f_2$ i $2f_2+f_1$, będą one jednak, jako częstotliwości bliskie trzeciej harmonicznej częstotliwości wyjściowej wzmacniacza, silnie tłumione przez obwody wyjściowe. W przypadku gdy wzmacniacz mocy pracuje w warunkach liniowych, poziom drugiej harmonicznej jest mniejszy niż poziom tej częstotliwości we wzmacniaczu klasy C o takiej samej mocy.

Przy projektowaniu liniowych wzmacniaczy mocy zasadniczym zagadnieniem jest utrzymanie małego poziomu wyjściowego zniekształceń intermodulacyjnych, a tłumienie harmonicznych jest sprawą drugorzędną.

3-2. Części składowe odbiorników SSB

Zadaniem odbiornika jednowstęgowego jest: selektywne wybranie, wzmocnienie do odpowiedniego poziomu i demodulacja odebranego sygnału przy możliwie małym poziomie zakłóceń. Odbiornik jednowstęgowy zawiera wiele układów, które występują również w nadajniku SSB. Stosowana w odbiornikach przemiana częstotliwości jest oparta na tej samej zasadzie co w nadajnikach. Wzajemną współpracę istotnych części odbiornika przedstawiono na rys. 3-2. Przestrajany



Rys. 3-2. Schemat blokowy odbiornika jednowstęgowego
WW — wzmacniacz w. cz.; *G* — generator w. cz.; *M* — mieszacz; *FP* — filtr p. cz.; *WP* — wzmacniacz p. cz.; *D* — detektor ARW; *DM* — demodulator; *WA* — wzmacniacz m. cz.

wzmacniacz wielkiej częstotliwości wzmacnia sygnał do poziomu odpowiednio wyższego od szumów mieszacza (zob. rozdz. 17). Obwody rezonansowe współpracujące ze wzmacniaczem w. cz. zapewniają także tłumienie sygnałów lustrzanych do wartości dopuszczalnej. Mieszacz odbiornika jednowstęgowego pracuje w trudniejszych warunkach niż analogiczny mieszacz nadajnika, ponieważ na jego wejście, przychodzą sygnały o dużych zmianach poziomu. Małe szumy, możliwość występowania sygnałów o amplitudzie zmiennej w szerokim zakresie

oraz małe zniekształcenia, stanowią najważniejsze zagadnienia, jakie należy brać pod uwagę podczas projektowania odbiornika. Ponieważ w pobliżu częstotliwości odbieranej mogą występować silne sygnały przeszkadzające, mogące powodować przesterowanie stopni odbiornika, wskazane jest umieszczenie obwodów selektywnych lub filtrów pośredniej częstotliwości możliwie jak najbliżej anteny. Zagadnienie to omówiono szczegółowo w rozdz. 18. W odbiorniku superheterodynowym filtr może być umieszczony najwcześniej na wejściu wzmacniacza częstotliwości pośredniej. We wzmacniaczu tym sygnał jest wzmacniany do poziomu niezbędnego do wysterowania demodulatora, na którego wyjściu uzyskujemy częstotliwość akustyczną, będącą wynikiem procesu demodulacji stanowiącego rodzaj przemiany częstotliwości. Wzmacniacz małej częstotliwości przyłączony do wyjścia demodulatora, w zależności od przeznaczenia odbiornika, steruje głośnik lub linię.

System wytwarzania częstotliwości musi, podobnie jak w nadajniku, zapewniać uzyskanie dużej dokładności częstotliwości. Obwody automatycznej regulacji wzmocnienia odbiornika jednowstęgowego muszą być bardziej rozbudowane w stosunku do analogicznych układów odbiornika A3, bowiem przy odbiorze sygnału jednowstęgowego przy braku modulacji nie występuje, tak jak w systemie AM, częstotliwość nośna o pełnym poziomie.

Wszystkie części odbiornika jednowstęgowego począwszy od anteny aż do wyjścia małej częstotliwości muszą być projektowane (zwłaszcza w odbiornikach przeznaczonych do pracy ze zwielokrotnieniem kanałów) w sposób zapewniający pracę z małymi zniekształceniami, w zakresie poziomów normalnie występujących sygnałów.

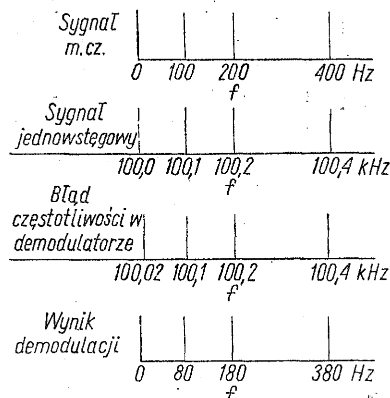
W odbiorniku jednowstęgowym szerokość krzywej selektywności powinna pokrywać się z szerokością pasma współpracującego nadajnika. Jeśli pasmo odbiornika jest szersze niż wymagane pasmo transmisji, odbiornik jest bardziej podatny na zakłócenia. Węższe pasmo odbiornika niż pasmo nadajnika jest usprawiedliwione jedynie wówczas, gdy zakłócenia są na poziomie sygnału. W tych warunkach może być korzystne usunięcie części widma sygnału wraz z zakłóceniami, przez zawężenie pasma odbiornika. Jako ogólną zasadę przyjmuje się, że zarówno nadajnik jak i odbiornik powinny mieć takie same charakterystyki przenoszenia. Zasada ta nie dotyczy pasma tłumienia, ponieważ wymagania stawiane tłumieniu sygnałów leżących w sąsiednim kanale znacznie się różnią w przypadku nadajnika i odbiornika. Kształt krzywej selektywności zależy od przeznaczenia danego urządzenia.

Poprawną pracę odbiornika jednowstęgowego uzyskuje się przy spełnieniu analogicznych wymagań jak w przypadku odbiornika A3. Wyjątek stanowi wąskie pasmo wymagane w odbiorniku SSB. Uzyskanie dostatecznie wąskiego pasma we wzmacniaczu częstotliwości pośredniej wymaga zwykle stosowania bardziej skomplikowanych filtrów lub większej liczby obwodów rezonansowych. Dla typowej krzywej selektywności odbiornika jednowstęgowego szerokość pasma przy spadku wzmocnienia o 6 dB wynosi 2,6 kHz, a przy tłumieniu 60 dB —4,2 kHz. Krzywą o takiej stromości zboczy można uzyskać przez zastosowanie filtrów kwarcowych lub elektromechanicznych.

3-3. Wymagania stawiane dokładności częstotliwości

Modulacja i demodulacja w systemie jednowstęgowym są procesami analogicznymi. Oba polegają na zamianie częstotliwości: akustycznej na radiową w modulatorze i radiowej na akustyczną w detektorze, zwanym demodulatorem.

Przy detekcji sygnału jednowstęgowego występuje specyficzny rodzaj zniekształceń wywołany błędem częstotliwości istniejącym podczas demodulacji. Jeśli na wejście modulatora jednowstęgowego poda się trzy sygnały np. o częstotliwościach 100, 200 i 400 Hz oraz nośną wynoszącą 100 kHz (rys. 3-3), to jako górną wstęgę otrzymamy częstotliwości 100,1, 100,2, 100,4 kHz. W demodulatorze składowe sygnału w. cz. są mieszane z częstotliwością heterodyny równą nominalnie 100 kHz, dzięki czemu otrzymuje się żądane sygnały o częstotliwościach 100, 200 i 400 Hz. Niedokładność częstotliwości heterodyny doprowadzonej do demodulatora powoduje wytworzenie produktów demodulacji obarczonych błędem częstotliwościowym. Jeśli np. częstotliwość heterodyny jest

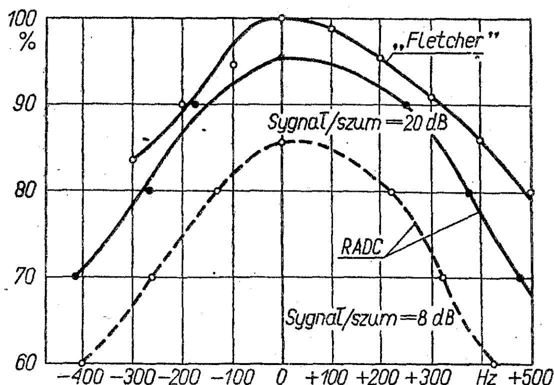


Rys. 3-3. Błąd częstotliwości przy demodulacji sygnału jednowstęgowego

większa od nominalnej i wynosi $f_h = 100{,}02$ kHz, to każdy ze składników górnej wstęgi będzie miał częstotliwość mniejszą o 20 Hz. Na wyjściu otrzymamy więc sygnały o częstotliwościach 80, 180 i 380 Hz. Warto zauważyć, że składowe sygnału akustycznego nie są już harmonicznymi. Przy odbiorze sygnałów mowy błąd dostrojenia odbiornika objawia się w postaci charakterystycznego zniekształcenia transmisji. Wyszkolony operator wsłuchując się w zależności harmoniczne, normalnie występujące w mowie ludzkiej, może poprawnie dostroić odbiornik przez zmianę częstotliwości jednej z jego heterodyn. Zdolność tę operator uzyskuje po pewnym okresie praktyki. Pełne dostrojenie uzyskuje się wtedy, kiedy operator uzna, że zabarwienie odbieranego sygnału jest właściwe. Dostrojenie do odbieranej częstotliwości przez doskonałego operatora jest możliwe w granicach 10÷25 Hz w stosunku do wartości nominalnej, nawet jeśli głos należy do osoby nieznanej operatorowi. Efekt błędu częstotliwościowego występujący w systemie jednowstęgowym jest zupełnie odmienny od efektu jaki daje niewłaściwa szybkość płyty adapterowej. W przypadku gdy talerz adaptera kręci się szybciej lub wolniej w stosunku do szybkości znamionowej płyty, nie są tracone zależności harmoniczne. Następuje jedynie zmiana wysokości tonu, lecz brzmienie dźwięku jest harmonijne. W transmisji muzyki systemem jednowstęgowym stabilność częstotliwości jest bardzo krytyczna, ponieważ nawet błąd rzędu kilku herców jest odczuwalny i przeszkadza większości słuchaczy. Zarówno w muzyce jak i w mowie utrata zależności harmonicznych powoduje specjalny rodzaj zniekształceń — właściwy błędowi częstotliwościowemu występującemu w technice jednowstęgowej.

Technika jednowstęgowa jest powszechnie stosowana w telefonii dalekosiężnej. Aby uniknąć błędu częstotliwościowego lokalnych generatorów, korzysta się tutaj

z generatorów wzorcowych, których sygnał jest rozprowadzany w całej sieci telefonicznej. W celu utrzymania naturalności mowy w systemach telefonii nośnej dopuszczalna wartość błędu częstotliwościowego przy nadawaniu i odbieraniu jest ograniczona do 20 Hz. Przy takiej lub mniejszej wartości zniekształcenia są w zasadzie niezauważalne i przekazywany głos zachowuje swą wierność. Mimo że łatwo wyczuwa się nawet mały błąd częstotliwościowy, w praktyce są dopuszczalne większe błędy, ponieważ istotne pogorszenie zrozumiałości występuje dopiero przy znacznych błędach, co ilustruje rys. 3-4.



Rys. 3-4. Zależność zrozumiałości od wartości błędu częstotliwościowego

Krzywa oznaczona „Fletcher" została opracowana przez firmę Bell Telephone Laboratories, natomiast krzywa RADC — przez Ośrodek „Rome Air Development Center" podległy Siłom Powietrznym Stanów Zjednoczonych. Krzywa „Fletcher" została zdjęta przy dużym stosunku sygnał/szum, natomiast RADC — przy małym stosunku sygnał/szum, który jest bardziej typowy dla łączy radiowych. Przy odbiorze górnej wstęgi, jeżeli częstotliwość nośna wzrasta (odchyłka dodatnia), składowe widma akustycznego zostają przesunięte w kierunku mniejszych częstotliwości, a głos staje się basowy i gardłowy. Ujemny błąd częstotliwości nośnej powoduje w tym przypadku wzrost częstotliwości wszystkich składowych widma akustycznego, a głos przyjmuje wysokie brzmienie. Z badań nad własnościami słuchu ludzkiego wynika, że przesunięcie częstotliwości akustycznych w kierunku większych wartości powoduje mniejszą utratę zrozumiałości niż to samo przesunięcie w kierunku częstotliwości mniejszych. Nie występuje ostra granica w błędzie częstotliwościowym, poza którą zrozumiałość gwałtownie spada. W okolicy zerowego błędu istnieje szeroki wierzchołek ze stopniowym spadkiem zrozumiałości dla błędu wzrastającego.

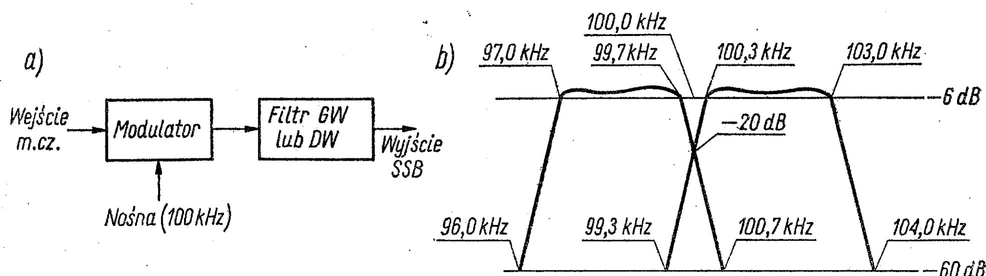
Przy odbiorze kluczowanych sygnałów telegraficznych A1, jedynym efektem błędu częstotliwościowego jest zmiana tonu. Jeśli mieści się ona w szerokości filtru danego kanału, rezultatem jest niewielka utrata energii sygnału. W przypadku odbioru sygnałów telegraficznych z przesuwem częstotliwości nie tylko częstotliwość heterodyny musi być utrzymywana z dokładnością wymaganą dla przejścia częstotliwości akustycznej przez odpowiednie filtry i jej odtworzenia, ale jest wymagana również stabilność fazy napięcia heterodyny stosowanego do demodulacji. Wysokie wymagania odnośnie do parametrów niektórych systemów)elegrafii i transmisji danych powodują konieczność stosowania w heterodynach odbiorników różnego rodzaju układów automatycznej regulacji częstotliwości tARCz).

4. WYTWARZANIE SYGNAŁÓW JEDNOWSTĘGOWYCH

Stosowane powszechnie są dwie zasadnicze metody wytwarzania sygnałów jednowstęgowych, a mianowicie: metoda filtrowa i metoda fazowa (kompensacji). Metoda filtrowa jest bardzo prosta. Polega ona na wydzieleniu za pomocą filtru środkowoprzepustowego składowych żądanej wstęgi bocznej. Metoda fazowa polega na odejmowaniu napięć w.cz. i jest wskutek tego nieco bardziej złożona i wymaga krytycznej regulacji. W rozdziale niniejszym więcej miejsca poświęcono metodzie fazowej niż metodzie filtrowej, aby umożliwić czytelnikowi gruntowne poznanie tego zagadnienia. W praktyce jednak metoda fazowa została w dużym stopniu wyparta przez metodę filtrową, której zasadniczą zaletą jest prostota dostrojenia i duża stabilność pracy w czasie.

4-1. Filtrowa metoda wytwarzania sygnałów jednowstęgowych

W filtrowej metodzie wytwarzania sygnałów jednowstęgowych jest stosowany modulator z przyłączonym na wyjściu selektywnym filtrem. Schemat blokowy układu pokazano na rys. 4-1a. Metodę wytwarzania i wydzielania wstęgi bocznej



Rys. 4-1. Filtrowa metoda wytwarzania sygnału jednowstęgowego: a) układ; b) charakterystyki pary filtrów wstęgowych; częstotliwość nośna wynosi 100 kHz

najlepiej można zrozumieć analizując proces modulacji amplitudy. W wyniku modulacji amplitudy fali nośnej sygnałem złożonym z trzech częstotliwości akustycznych uzyskuje się przebieg złożony, który można wyrazić następująco:

$$(u)\,t = U\cos 2\pi f_n t \quad \text{(nośna)}$$
$$+\frac{U}{2}[m_1\cos 2\pi(f_n+f_1)\,t+m_2\cos 2\pi(f_n+f_2)\,t+$$
$$+m_3\cos 2\pi(f_n+f_3)\,t] \quad \text{(górna wstęga boczna)}$$
$$+\frac{U}{2}[m_1\cos 2\pi(f_n-f_1)\,t+m_2\cos 2\pi(f_n-f_2)\,t+$$
$$+m_3\cos 2\pi(f_n-f_3)\,t] \quad \text{(dolna wstęga boczna)}$$

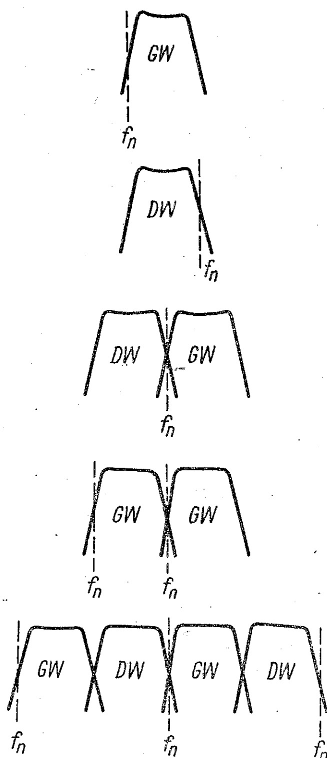
przy czym:

f_n — częstotliwość fali nośnej;

f_1, f_2, f_3 — trzy modulujące częstotliwości akustyczne;

m_1, m_2, m_3 — współczynniki głębokości modulacji odnoszące się do f_1, f_2, f_3.

Dla uproszczenia pominięto zależności fazowe między składowymi sygnału modulującego. Grupa trzech składowych, leżących powyżej częstotliwości nośnej tworzy górną wstęgę boczną (*GW*). Druga grupa trzech składowych, leżących poniżej częstotliwości nośnej, tworzy dolną wstęgę boczną (*DW*). Składowe zniekształceń wytwarzane w procesie modulacji leżą albo wewnątrz, albo w pobliżu pasma pożądanego, lub też w pasmach oddalonych od nośnej w przybliżeniu o taką samą wielkość jak harmoniczne częstotliwości nośnej. Modulator wytwarza zawsze zarówno składowe górnej jak i dolnej wstęgi bocznej, rozmieszczone poniżej i powyżej nośnej (wzajemne zwierciadlane odbicia). Przy zastosowaniu układów zrównoważonych jest możliwe zmniejszenie poziomu nośnej i zmiana współczynnika głębokości modulacji.



Rys. 4-2. Różne możliwości rozmieszczenia wstęg bocznych stosowane w nadajnikach jednowstęgowych

Do wydzielenia pożądanej wstęgi bocznej można zastosować filtr środkowoprzepustowy o odpowiedniej charakterystyce przenoszenia, jak pokazano na rys. 4-1b. Filtry takie zmniejszają również poziom częstotliwości nośnej. W niektórych generatorach sygnałów jednowstęgowych są stosowane specjalne, środkowozaporowe filtry częstotliwości nośnej, których zadaniem jest stłumienie fali nośnej do pożądanego poziomu. Jasne jest, że pożądaną wstęgę boczną można wybierać przełączając się z wyjścia jednego filtru na wyjście drugiego. Filtry (górnej i dolnej wstęgi) mają charakterystyki zachodzące na siebie, analogiczne do przedstawionych na rys. 4-1b. Na rysunku przyjęto częstotliwość nośną 100 kHz, lecz można stosować każdą inną częstotliwość, na której jest możliwe skonstruowanie filtrów. Przedstawione filtry zapewniają 20 dB tłumienia częstotliwości nośnej, łagodząc w ten sposób wymagania dotyczące jej tłumienia w modulatorze. Strome zbocza (zarówno górne jak i dolne) charakterystyki filtru dają nie tylko odpowiednie tłumienie niepożądanej wstęgi, lecz również tłumią składowe zniekształceń leżące poza pasmem przenoszenia. Charakterystyka selektywności

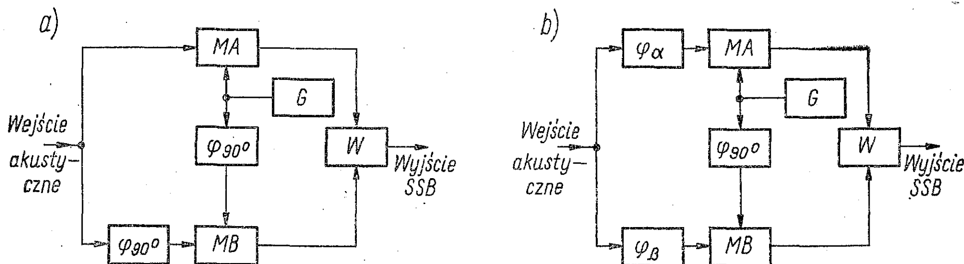
filtru określa górną i dolną częstotliwość graniczną przenoszenia pasma akustycznego. Jeden filtr można stosować również do wydzielenia albo górnej, albo dolnej wstęgi bocznej, jak to pokazano na rys. 4-2. Gdy częstotliwość nośna znajduje się poniżej pasma przenoszenia filtru, wybierana jest *GW*, natomiast gdy leży ona powyżej pasma przenoszenia filtru wybierana jest *DW*. Przy takiej metodzie wybierania wstęgi bocznej tłumienie zarówno na górnym jak i dolnym krańcu pasma przenoszenia filtru powinno być jednakowe. Jeśli częstotliwość nośna w modulatorze jest zmieniana tak, jak to wyżej omówiono, niezbędna jest równoczesna zmiana częstotliwości ostatniej heterodyny, aby zapobiec przesuwaniu częstotliwości nośnej na wyjściu. Na rys. 4-2 pokazano także inne rozmieszczenie wstęg bocznych ilustrujące możliwe sposoby kojarzenia kanałów akustycznych.

Filtrowe generatory jednowstęgowe są proste w konstrukcji i wygodne w strojeniu i eksploatacji. Jednak filtry jednowstęgowe są dosyć kosztowne. Ich cena zależy w dużym stopniu od parametrów. Opłaca się jednak stosować kosztowne filtry, gdyż ich parametry nie zmieniają się w czasie eksploatacji.

4-2. Fazowa metoda wytwarzania sygnałów jednowstęgowych

Do eliminacji niepożądanej wstęgi bocznej bez pomocy filtru można stosować w generatorach SSB metodę fazową [4-1]. Metoda fazowa wymaga zastosowania dwóch modulatorów, na które są podawane te same sygnały akustyczne i częstotliwości nośnej z tym, że napięcie sygnału i napięcie częstotliwości nośnej podawane na jeden z modulatorów są przesuwane w fazie o 90°.

Na rys. 4-3a pokazano uproszczony schemat blokowy układu wytwarzania sygnału jednowstęgowego metodą fazową. Modulator *MA* wytwarza sygnał dwuwstęgowy ze stłumioną nośną, o dowolnej fazie. Sygnał wyjściowy modula-



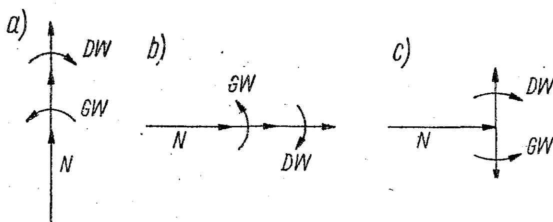
Rys. 4-3. Generatory sygnałów jednowstęgowych wykorzystujące metodę fazową
MA — modulator *A*; $\varphi_{90°}$ — przesuwnik fazy 90°; *G* — źródło częstotliwości nośnej; *MB* — modulator *B*; *W* — układ wyjściowy; φ_α — przesuwnik fazy $\alpha°$; φ_β — przesuwnik fazy $\beta°$

tora *MB* zawiera takie same składowe wstęg bocznych jak modulator pierwszy, lecz o innej fazie. Przesunięcie fazowe sygnałów wyjściowych drugiego modulatora jest dobrane tak, aby po zsumowaniu sygnałów z obydwu modulatorów w układzie wyjściowym otrzymać dodawanie się składowych jednej wstęgi bocznej i znoszenie się składowych drugiej wstęgi bocznej.

Wielkość tłumienia niepożądanej wstęgi bocznej zależy od dokładności przesunięcia fazowego napięć o częstotliwościach akustycznych i równości ich amplitud, co będzie później szczegółowo omówione. W pojedynczym układzie, przedstawionym na rys. 4-3a, uzyskanie w całym zakresie częstotliwości modulujących przesunięcia fazy o 90° jest trudne. Przesunięcie fazowe między dwoma aku-

stycznymi sygnałami wejściowymi modulatorów, wynoszące w całym niezbędnym pasmie 90°, można zrealizować za pomocą pary przesuwników fazowych φ_α i φ_β, po jednym na wejściu m.cz. każdego modulatora. Zwykle stosowany układ generacji sygnału jednowstęgowego tą metodą przedstawiono na rys. 4-3b.

Poniżej przeanalizowano zależności fazowe między napięciami wstęg bocznych i częstotliwości nośnych w układzie z rys. 4-3b. Na rys. 4-4 zależności przedstawiono za pomocą nieruchomego wektora częstotliwości nośnej, z wirującymi wokół jego końca wektorami częstotliwości wstęg bocznych przy założeniu sinusoidalnego sygnału modulującego. Na rys. 4-4a wektory przedstawiono w położeniu odpowiadającym szczytowi modulacji. Wektor odpowiadający składowej *GW* wiruje szybciej niż nośna i porusza się względem niej w kierunku przeciwnym względem ruchu wskazówek zegara. Odwrotnie, składowa *DW* porusza się względem wektora nośnej w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara, bowiem częstotliwość jej jest mniejsza niż nośnej. Na rys. 4-4b faza nośnej jest



Rys. 4-4. Wykresy wektorowe ilustrujące metodą fazową wytwarzania sygnału SSB

opóźniona w stosunku do położenia z rys. 4-4a o 90°, a faza częstotliwości akustycznej jest znowu taka, że obwiednia modulacji ma wartość szczytową. Jeśli przesunie się w fazie składowe sygnału akustycznego doprowadzonego do wejścia modulatora o 90° w stosunku do sytuacji przedstawionej na rys. 4-4b, to wektory wstęg bocznych przesuną się do położeń przedstawionych na rys. 4-4c. Dodanie wektorów reprezentujących przebiegi dwuwstęgowe z rys. 4-4a i c da w wyniku wzmocnienie składowych górnej i zniesienie się składowych dolnej wstęgi bocznej.

Metoda wektorowa dobrze nadaje się do jakościowej analizy fazowej metody modulacji jednowstęgowej, lecz jest ona niedogodna przy obliczeniach ilościowych. Do tego celu najlepiej nadaje się analiza trygonometryczna [4-2].

Częstotliwość nośna i sygnał wejściowy są podawane na każdy modulator w postaci przedstawionej niżej:

Wejście na modulator A

$U_n \cos 2\pi f_n t$ = nośna

$A \cos (2\pi f_s t+\alpha)$ = sygnał po przejściu przez układ φ_α

Wejście na modulator B

$U_n \cos (2\pi f_n t-90°+\Delta)$ = nośna przesunięta o $-90°+\Delta$

$B \cos (2\pi f_s t+\beta)$ = sygnał po przejściu przez układ φ_β

Podstawiając $\beta = \alpha-90°+\delta$ otrzymamy

$B \cos (2\pi f_s t+\alpha-90°+\delta)$ = sygnał po przejściu przez układ φ_β

przy czym:

A — amplituda sygnału po przejściu przez układ φ_α;

α — przesunięcie fazowe sygnału po przejściu przez układ φ_α;

B — amplituda sygnału po przejściu przez układ φ_β;
Δ — odchylenie przesunięcia fazy nośnej od pożądanej wartości 90°;
δ — odchylenie przesunięcia fazy sygnału od pożądanej wartości 90° różnicy faz między układami φ_α a φ_β;
f_s — częstotliwość sygnału;
f_n — częstotliwość nośna;
U_n — amplituda fali nośnej.

Sygnał wyjściowy z modulatora *MA* przy jego idealnym zrównoważeniu dla nośnej ma postać:

$$U_{A\,wy} = U_n \cos 2\pi f_n t \, [A \cos (2\pi f_s t + \alpha)] =$$

$$= \frac{U_n A}{2} \{\cos [2\pi (f_n + f_s) t + \alpha] + \cos [2\pi (f_n - f_s) t - \alpha]\}$$

a sygnał wyjściowy z modulatora *MB* przy jego idealnym zrównoważeniu dla nośnej ma postać

$$U_{B\,wy} = U_n \cos (2\pi f_n t - 90° + \Delta) \, [B \cos (2\pi f_s t + \alpha - 90° + \delta)] =$$

$$= \frac{U_n B}{2} \{\cos [2\pi (f_n + f_s) t + \alpha - 90° - 90° + \Delta + \delta] +$$

$$+ \cos [2\pi (f_n - f_s) t - \alpha - 90° + 90° + \Delta - \delta]\} =$$

$$= \frac{U_n B}{2} \{-\cos [2\pi (f_n + f_s) t + \alpha + \Delta + \delta] + \cos [2\pi (f_n - f_s) t - \alpha + \Delta - \delta]\}$$

Suma sygnałów wyjściowych z obydwu modulatorów będzie równa

$$U_{wy} = U_{A\,wy} + U_{B\,wy} =$$

$$= \frac{U_n}{2} \{A \cos [2\pi (f_n + f_s) t + \alpha] + A \cos [2\pi (f_n - f_s) t - \alpha] +$$

$$- B \cos [2\pi (f_n + f_s) t + \alpha + \Delta + \delta] + B \cos [2\pi (f_n - f_s) t - \alpha + \Delta - \delta]\}$$

Jeśli założy się równe amplitudy sygnałów ($A = B$) oraz błędy fazowe Δ oraz δ równe zero, z powyższego równania wynika, że wstęgi górne $(f_n + f_s)$ będą się znosić, a wstęgi dolne $(f_n - f_s)$ dodawać. Przekształcając wyrażenia otrzymamy

$$U_{wy} = \frac{U_n}{2} \Big\{\sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos (\Delta - \delta)} \sin \Big[2\pi (f_n - f_s) t - \alpha +$$

$$+ \operatorname{arc\,tg} \frac{A + B \cos (\Delta - \delta)}{B \sin (\Delta - \delta)}\Big] + \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos (\Delta + \delta)} \sin [2\pi (f_n - f_s) t + \alpha +$$

$$- \operatorname{arc\,tg} \frac{A + B \cos (\Delta + \delta)}{B \sin (\Delta + \delta)}\Big]\Big\}$$

Wielkość tłumienia niepożądanej wstęgi bocznej jest określona przez współczynniki przy członach powyższego wyrażenia odnoszących się do górnej i dolnej wstęgi:

$$\text{tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej} = 10 \log \frac{A^2+B^2+2AB\cos(\Delta-\delta)}{A^2+B^2-2AB\,(\Delta-\delta)}$$

Łatwo jest tak dobrać amplitudy sygnału, aby dla pojedynczej częstotliwości $A = B$. W tym przypadku równanie przyjmuje postać:

$$\text{tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej} = 10 \log \frac{1+\cos(\Delta-\delta)}{1-\cos(\Delta+\delta)}$$

Jeśli z kolei $A = B$ oraz błąd przesunięcia fazowego nośnej $\Delta = 0$, co można łatwo w praktyce uzyskać przez regulację układu, otrzymamy:

$$\text{tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej} = 20 \log \operatorname{ctg} \frac{\delta}{2}$$

Podobnie, jeśli $A = B$ i $\delta = 0$, wyrażenie upraszcza się do postaci:

$$\text{tłumienie wstęgi bocznej} = 20 \log \operatorname{ctg} \frac{\Delta}{2}$$

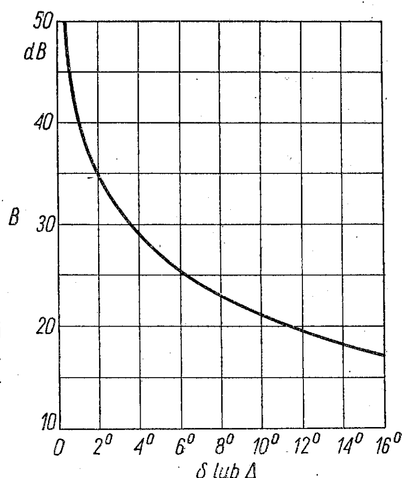
Z rys. 4-3 widać, że wybór pożądanej wstęgi bocznej uzyskuje się przez odwrócenie fazy albo częstotliwości nośnej, albo akustycznego sygnału wejściowego modulatora *MA* lub modulatora *MB*. Często w rozwiązaniach konstrukcyjnych odwrócenie fazy sygnału akustycznego jest realizowane przełączaniem wyjścia transformatora akustycznego. W układach rzeczywistych obwody przesuwające fazę wprowadzają pewną nierówność amplitud składowych w interesującym pasmie akustycznym.

W większości modulatorów zrównoważonych wielkość amplitudy fali nośnej nie jest krytyczna, a prócz tego prostymi układami można zapewnić równość i stałość napięcia nośnej podawanej do modulatorów. Gdy amplitudy napięć są dokładnie wyregulowane, tłumienie wstęgi bocznej jest proporcjonalne do błędów fazowych częstotliwości nośnych i sygnałów wejściowych modulatorów. Przesunięcie fazowe napięcia fali nośnej uzyskuje się często za pomocą sprzężonych, równoległych obwodów rezonansowych, dokładnie zestrojonych tak, by dawały przesunięcie fazowe równe 90°. Po zestrojeniu obwody te nie mogą się rozstroić, jak również sprzężenie między nimi musi pozostać stałe w całym zakresie zmian warunków zewnętrznych.

Dla zapewnienia niezbędnego przesunięcia fazowego między sygnałami wyjściowymi układów φ_α i φ_β równego 90° trzeba stosować szerokopasmowe, akustyczne układy przesuwników fazy. Różnica faz między wejściowymi sygnałami modulatorów zrównoważonych musi być równa 90° w całym zakresie zmian warunków zewnętrznych. Jeśli pojawi się odchyłka fazy od wymaganych 90° między częstotliwościami nośnymi albo między sygnałami wejściowymi, poziom wstęgi niepożądanej wzrasta według krzywej przedstawionej na rys. 4-5. Na przykład błąd 1° zmniejsza tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej w stosunku do amplitudy pożądanej wstęgi bocznej do poziomu 40 dB.

Taki sam efekt, jak przy odwróceniu fazy sygnału wejściowego jednego z dwóch modulatorów zrównoważonych, można uzyskać przez odwrócenie fazy sygnału wyjściowego modulatora *MA* lub modulatora *MB*. Spośród trzech metod: 1) odwrócenie fazy sygnału m.cz., 2) odwrócenie fazy częstotliwości

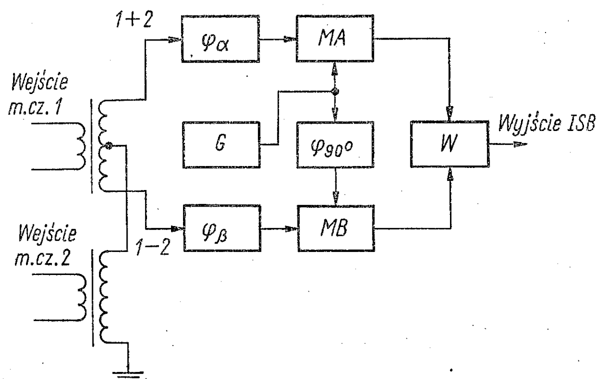
nośnej lub 3) odwrócenie sygnału wyjściowego jednego modulatora — najprostsze w realizacji jest wybieranie pożądanej wstęgi przez odwrócenie fazy sygnału m.cz. (ze względu na łatwość przełączania układów m.cz.).



Rys. 4-5. Tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej w funkcji odchylenia fazy od 90° w przesuwniku fazowym częstotliwości nośnej lub w przesuwnikach fazowych sygnału m.cz.

δ lub Δ — błąd fazy; B — tłumienie niepożądanej wstęgi

Podobnie jak w filtrowej metodzie wytwarzania sygnału jednowstęgowego, również w metodzie fazowej można kojarzyć dwa niezależne sygnały i nadawać je za pomocą jednego nadajnika. Dodanie dwóch transformatorów na wejściu modulatorów zrównoważonych, jak to przedstawiono na rys. 4-6, umożliwia



Rys. 4-6. Metoda fazowa w przypadku systemu dwukanałowego dającego na wyjściu dwie niezależne wstęgi boczne

MA — modulator A; — $\varphi_{90°}$ przesuwnik fazy 90°; G — źródło częstotliwości nośnej; MB — modulator B; W — układ wyjściowy; φ_{α} — przesuwnik fazy $\alpha°$; φ_{β} — przesuwnik fazy $\beta°$; ISB — wyjście dwóch niezależnych wstęg bocznych

wytworzenie dwóch niezależnych wstęg bocznych (górna niesie inną informację, dolna inną). Modulator MA otrzymuje poprzez układ φ_{α} sumę dwóch wejściowych sygnałów akustycznych, a modulator MB poprzez układ φ_{β} ich różnicę. *Suma* i *różnica* są tutaj pojęciami umownymi i dotyczą dodawania faz sygnałów. Analizując zależności fazowe w transformatorach przedstawionych na rys. 4-6 można zauważyć, że sygnał wejściowy m.cz. 1 jest doprowadzony do modulatorów w fazie przeciwnej, a sygnał wejściowy 2 w fazie zgodnej. Przesłuchy między wstęgami bocznymi zależą od tych samych czynników co tłumienie wstęgi niepożądanej w poprzednich rozważaniach.

W metodzie fazowej bardzo istotne jest dokładne zrównoważenie częstotliwości nośnej. W metodzie tej nie stosuje się do poprawy tłumienia częstotlwości

nośnej dodatkowego filtru, gdyż jej największą zaletą jest mały koszt, uzyskany właśnie dzięki całkowitej eliminacji filtrów lub dzięki stosowaniu filtru o łagodnym zboczu. Ponieważ na wyjściu modulatorów wstęgi boczne dodają się w zgodnej fazie, natomiast napięcia o częstotliwości nośnej na wyjściu modulatorów są przesunięte o 90°, można przy dokładnym zestrojeniu modulatorów uzyskać poprawę tłumienia nośnej o 3 dB w stosunku do tłumienia w pojedynczym modulatorze zrównoważonym.

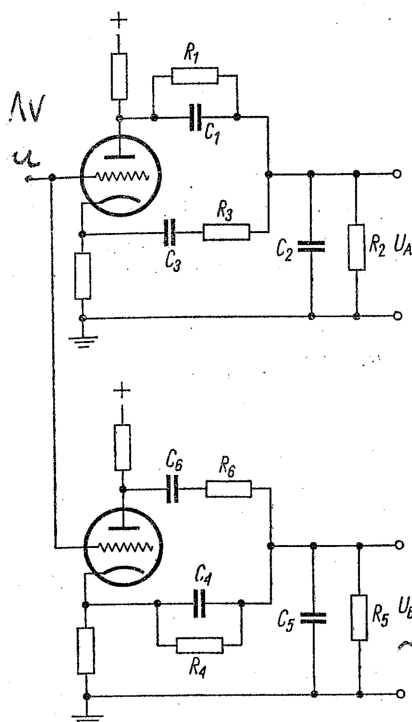
Zniekształcenia intermodulacyjne powstające w modulatorze zrównoważonym lub w układzie przesuwników będą się przedostawać na wyjście zarówno jeśli będą leżały w pożądanej wstędze bocznej, jak również jeśli będą leżały we wstędze niepożądanej oraz powyżej i poniżej pożądanego pasma częstotliwości. Ponieważ pożądane przesunięcie fazowe sygnału akustycznego można uzyskać tylko w ograniczonym pasmie, tłumienie wstęgi bocznej pogarsza się poza pasmem, w którym przesunięcie fazowe jest właściwe. W celu zmniejszenia składowych modulacji szerokopasmowej i uniknięcia spadku tłumienia wstęgi bocznej należy zastosować filtr pasmowy m.cz., tłumiący zarówno mniejsze jak i większe częstotliwości akustyczne, ograniczając w ten sposób szerokość pasma wejściowego sygnału m.cz. podawanego do przesuwników fazowych.

W metodzie fazowej najbardziej krytycznymi elementami są przesuwniki fazy. Wpływ innych zmiennych na tłumienie fali nośnej można łatwo zmniejszyć. Układ *RC* sterowany z inwertora fazy m.cz. może w ograniczonym pasmie m.cz. dać w przybliżeniu liniowe przesunięcie fazy. Elementy układu należy tak dobrać, by w środku pasma różnica fazy wynosiła 90°. Ponieważ w każdym z układów przesunięcie fazy zmienia się w funkcji częstotliwości liniowo, różnica faz jest stała i wynosi w całym pasmie m.cz. 90° [4-3].

Na rys. 4-7 przedstawiono zbliżony do optymalnego układ przesuwnika fazy [4-4]. Wartości oporników i pojemności odpowiadają pasmu akustycznemu. Wartości te można obliczyć z nomogramu przedstawionego na rys. 4-10. Przesuwnik fazowy tego typu ma prawie stałą w szerokim pasmie różnicę faz między napięciami U_A i U_B. Na rys. 4-8 pokazano różnicę faz układu dającego przesunięcie 90°. Z krzywej wynika, że dla stosunku częstotliwości 10:1 maksymalna odchyłka δ fazy od wartości pożądanej 90° wynosi 1,1°. Szerokość pasma układu jest określona górną i dolną częstotliwością graniczną, dla których błąd fazowy jest równy błędowi fazowemu dla częstotliwości f_0, odpowiadającej geometrycznemu środkowi między dolną a górną częstotliwością. Skala częstotliwości na wykresie jest zupełnie dowolna. Skalę można pomnożyć przez każdy współczynnik, tzn. stosunek 10:1 może wynosić 2000:200, 2700:270, 5000:500 Hz itd. Dla mniejszych stosunków częstotliwości błąd fazowy jest mniejszy, natomiast dla większych stosunków częstotliwości błąd fazowy wzrasta i konieczne są bardziej rozbudowane układy.

Zależność między stosunkiem częstotliwości a maksymalnym błędem fazowym można określić z krzywej przedstawionej na rys. 4-9. Z krzywej tej widać, że przy stosunku częstotliwości 20:1 maksymalny błąd fazowy wynosi 2,5°. Jeśli oprócz tego w układzie nie ma innych błędów fazowych i układ jest zrównoważony, można uzyskać tłumienie wstęgi bocznej wynoszące w najgorszych punktach 33 dB. W punktach pośrednich tłumienie jest większe i ma przebieg zgodny z rys. 4-8.

Obliczanie układów przesuwników fazowych m.cz. przy użyciu nomogramów z rys. 4-10 jest bardzo proste. Wartości pojemności i oporników można obliczyć z nomogramów i zależności podanych poniżej.



~0,27V

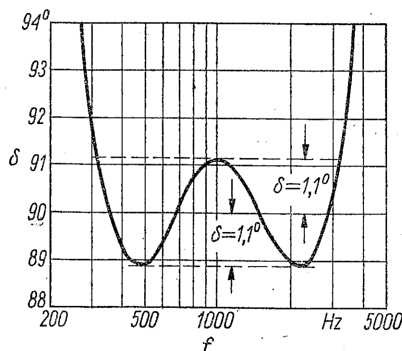
$U_{WE} = 10V$

$|U_A| - |U_B| \in (-0,01; -0,05)$

~0,27V 2,7 2,7

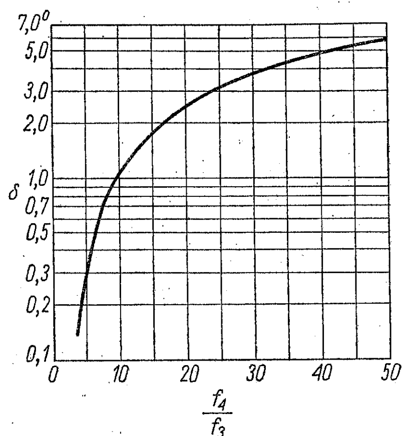
Rys. 4-7. Układ przesuwników fazy, dający przesunięcie 90° z małym błędem w zakresie częstotliwości akustycznych

$f_0 = 985$ Hz	$R_1 = 10$ kΩ	$C_1 = 32,4$ nF
$f_3 = 310$ Hz	$R_2 = 4,02$ kΩ	$C_2 = 83,1$ nF
$f_4 = 3100$ Hz	$R_3 = 1,775$ kΩ	$C_3 = 181$ nF
$K = 0,288$	$R_4 = 10$ kΩ	$C_4 = 8,2$ nF
$D = 2,834$	$R_5 = 4,02$ kΩ	$C_5 = 21$ nF
$G = 3,95$	$R_6 = 1,775$ kΩ	$C_6 = 45,9$ nF



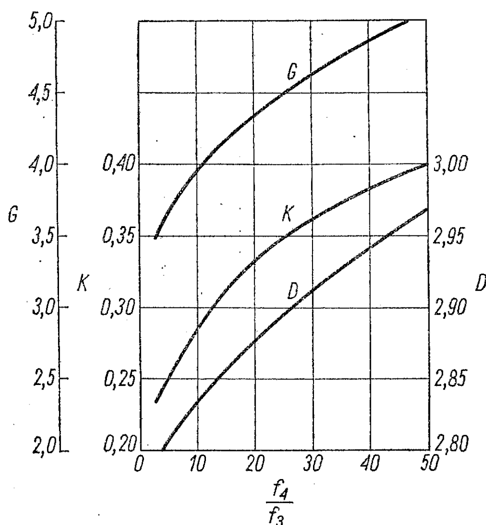
Rys. 4-8. Różnica faz w układzie z rys. 4-7 dla stosunku częstotliwości 10 : 1 (od 315 do 3150 Hz)

δ — różnica faz; f — częstotliwość



Rys. 4-9. Maksymalny błąd fazy w układzie z rys. 4-7

δ — błąd fazy; f_4/f_3 — stosunek częstotliwości



Rys. 4-10. Współczynniki obliczeniowe dla układu z rys. 4-7

f_3/f_4 — stosunek częstotliwości

Wartość częstotliwości f_0 przyjmuje się jako równą

$$f_0 = \sqrt{f_3 f_4}$$

przy czym:
f_3 — dolna częstotliwość graniczna;
f_4 — górna częstotliwość graniczna.

Następnie należy z krzywych znaleźć wartości współczynników K, D i G. Z kolei przyjmuje się wartości R_1 i R_4. Dla układów lampowych typowe wartości leżą między 10 kΩ a 20 kΩ. Znając f_0, K, D i G pozostałe wartości R i C można obliczyć z następujących zależności:

$$R_2 = R_1 \frac{K}{1-K} \qquad R_5 = R_2$$

$$R_3 = R_1 \frac{1-K}{4} \qquad R_6 = R_3$$

$$C_4 = \frac{D}{2\pi f_0 R_1} \frac{1-K}{4} \qquad C_1 = GC_4$$

$$C_5 = \frac{D}{2\pi f_0 R_1} \frac{(1-K)^2}{4K} \qquad C_2 = GC_5$$

$$C_6 = \frac{D}{2\pi f_0 R_1} \qquad C_3 = GC_6$$

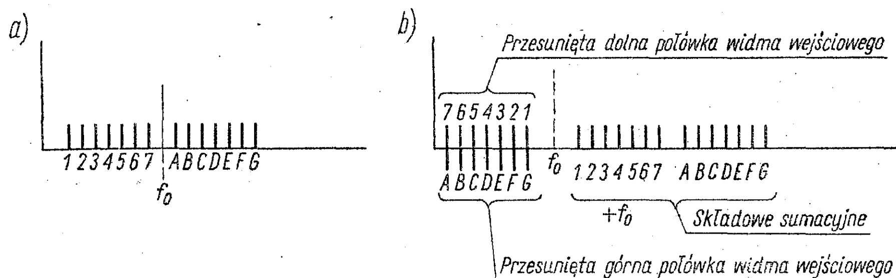
4.3. Zmodyfikowana metoda fazowa[1])

W zmodyfikowanej metodzie fazowej wytwarzania sygnałów jednowstęgowych są stosowane modulatory zrównoważone m.cz. Układ tego typu przedstawiono na rys. 4-11 [4-5, 4-6]. Stanowi on modyfikację układu z rys. 4-6. Napięcia na wyjściach modulatorów $M1$ i $M2$ są przesunięte w fazie o 90° w wyniku procesów

Rys. 4-11. Zmodyfikowana metoda fazowa generacji sygnału jednowstęgowego
M1 — modulator *1*; *M2* — modulator *2*; $\varphi_{90°}$ — przesuwnik fazy 90°; *FD* — filtr dolnoprzepustowy; *GA* — źródło częstotliwości pomocniczej f_0; *MA* — modulator *A*; *MB* — modulator *B*; *GN* — źródło częstotliwości nośnej; *W* — układ wyjściowy

[1]) Metoda ta jest również nazywana metodą fazowo-filtrową lub trzecią metodą (przyp. tłum.).

modulacji napięciami pomocniczymi o częstotliwości f_0 przesuniętymi w fazie o 90°. Działanie modulatorów m.cz. przedstawiono na rys. 4-12. Częstotliwość generatora pomocniczego f_0 leży w arytmetycznym środku przesyłanego pasma m.cz. Dla wyjaśnienia zasady działania, składowe sygnału wejściowego m.cz. zostały oznaczone dla dolnej połówki widma liczbami od *1* do *7*, a dla górnej połówki widma literami od *A* do *G*. Składowe sygnału wejściowego można sobie

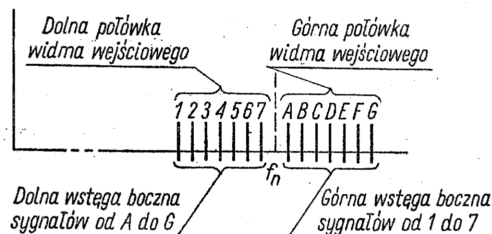


Rys. 4-12. Widma sygnału wejściowego i sygnałów wyjściowych z pierwszej pary modulatorów układu przedstawionego na rys. 4-11: a) widmo sygnału wejściowego m.cz.; b) widma sygnałów wyjściowych z modulatorów *M1* i *M2*

wyobrazić jako niezależne tony, o przypadkowym rozkładzie. Po modulacji, odpowiadające im składowe widma modulacji oznaczono tymi samymi literami i numerami. Modulacja za pomocą częstotliwości nośnej leżącej w pasmie powoduje powstanie składowych o częstotliwościach różnicowych, z których jedna grupa odpowiada odwróceniu (inwersji) dolnej połówki widma wejściowego, a druga przesunięciu górnej połówki widma wejściowego do położenia odpowiadającego częstotliwości odwróconej dolnej połówki. Składowe sumacyjne tworzą część widma produktów modulacji, rozciągającą się powyżej f_0, poczynając od f_0+f_1, przy czym f_1 jest najmniejszą częstotliwością składowych sygnału wejściowego. Składowe częstotliwości rozciągające się od zera do f_0-f_1 przechodzą przez prosty filtr dolnoprzepustowy załączony na wyjściu modulatora. Filtr musi zapewniać dostatecznie duże tłumienie składowych sumacyjnych, aby podczas dalszej modulacji nie powstawały związane z nimi niepożądane składowe. Podobnie, do bardzo małej wartości muszą być stłumione składowe oryginalnego widma wejściowego m.cz., przechodzące bezpośrednio przez modulatory *M1* i *M2* (wskutek niedoskonałej symetrii modulatorów). Następnie składowe sygnału o częstotliwościach mniejszych od f_0 są doprowadzane do modulatorów *MA* i *MB*. Ponieważ sygnał wejściowy jest modulowany za pomocą dwóch napięć o tej samej częstotliwości f_0, lecz różniących się fazą o 90°, analogiczne składowe m.cz. w modulatorach *M1* i *M2* są również przesunięte w fazie o 90°. Sygnały z modulatorów są sumowane w układzie wyjściowym *W*, w wyniku czego jedna wstęga boczna jest wzmacniana, a druga się znosi. Dzięki temu następuje przywrócenie składowych sygnałów do ich normalnych położeń w sposób identyczny jak opisany w p. 4.2. Dolna połówka składowych pożądanych (od *1* do *7*) wypada w zakresie częstotliwości mniejszych od nowej częstotliwości nośnej, a te częstotliwości, które można by nazwać wstęgą niepożądaną, wypadają powyżej f_n, co pokazano na rys. 4-13. Podobnie górna połówka składowych pożądanych (od *A* do *G*) wypada powyżej częstotliwości nośnej, a składowe niepożądane poniżej niej. W ten sposób niepożądane składowe wstęgi bocznej

(których poziom, jeśli symetria faz i amplitud jest właściwa, jest mały) są „przesuwane" do pasma nadawanego. Dzięki temu nie powstają zakłócenia poza pasmem.

W zmodyfikowanej metodzie fazowej wytwarzania sygnałów jednowstęgowych nie są potrzebne filtry wybierające wstęgę ani szerokopasmowe przesuwniki fazowe m.cz. Wąskie pasmo sygnałów wyjściowych można uzyskać w prosty sposób, bez stosowania krytycznych podzespołów elektrycznych i strojenia. Uzyskanie wąskiego pasma wyjściowego wymaga zachowania odpowiednich przesunięć fazowych między napięciami częstotliwości nośnych doprowadzonymi do modulatorów i małych zniekształceń modulatorów. Inwersja wstęg bocznych jest w tym układzie również możliwa za pomocą odwrócenia fazy sygnału wejściowego m.cz. modulatora *MA* lub modulatora *MB*.



Rys. 4-13. Widmo sygnału na wyjściu generatora SSB wykorzystującego zmodyfikowaną metodę fazową; zaznaczono składowe niepożądanej wstęgi bocznej, przesunięte do wstęgi nadawanej

W zmodyfikowanej metodzie fazowej wytwarzania sygnałów SSB, aby nie zagubić składowych sygnału o częstotliwościach bliskich f_0, konieczne jest sprzężenie bezpośrednie. Inną wadą tej metody jest istnienie „gwizdu" nośnej przy częstotliwości f_0, w przypadku gdy zostanie zachwiana symetria modulatorów *1* i *2*.

Literatura

4-1. R. V. L. Hartley: U. S. Patent 1.666.206, Apr. 17, 1928.

4-2. Donald E. Norgaard: The Phase Shift Method of Single Sideband Signal Generation. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1718–1735.

4-3. R. B. Dome: Wideband Phase Shift Networks. *Electronics*, December 1946.

4-4. I. H. Gerks: Synthesis of Broadband Phase Networks. CTR-139A, Collins Radio Company.

4-5. Donald K. Weaver: A Third Method of Generation and Detection of Single-sideband Signals. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1703–1705.

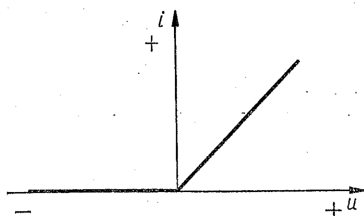
4-6. J. R. Hall: A Phase Rotation Single-sideband Generating System. *RCA Rev.*, March 1955, pp. 43–51.

5. MODULATORY ZRÓWNOWAŻONE

Prawie we wszystkich omówionych metodach wytwarzania sygnału jednowstęgowego są wykorzystywane modulatory zrównoważone. Zarówno w metodzie fazowej otrzymywania sygnału jednowstęgowego, jak i w metodzie filtrowej, modulatory tego typu są stosowane do zmniejszenia napięcia o częstotliwości nośnej do wymaganej wartości. W idealnie przebiegającym procesie modulacji każda składowa sygnału m.cz. zostaje zamieniona na składową o częstotliwości większej. W procesie tym nie powinny powstawać ani w pasmie pożądanym, ani poza nim żadne składowe częstotliwościowe, które nie są skojarzone ze składnikami sygnału. Niepożądane składowe są spowodowane zniekształceniami w procesie modulacji i zmniejszają wierność w zakresie pasma pożądanego oraz stanowią zakłócenia w pasmach częstotliwości przyległych do kanału pożądanego. Najważniejszymi czynnikami, jakie należy brać pod uwagę przy projektowaniu modulatorów zrównoważonych są: sprawność przemiany sygnałów wejściowych na sygnały leżące w pasmie częstotliwości wyjściowych, tłumienie częstotliwości nośnej i uzyskanie małych zniekształceń.

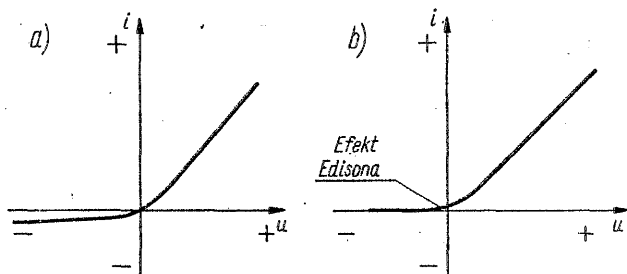
5-1. Diody

W technice wytwarzania sygnału jednowstęgowego jako elementy modulujące są powszechnie stosowane diody. Należy przeto rozpatrzyć najistotniejsze parametry charakteryzujące diody, a mające wpływ na pracę modulatora. W modulatorach stosuje się diody lampowe lub półprzewodnikowe, w których jednokierunkowy przepływ prądu uzyskuje się przez zastosowanie odpowiednich związków półprzewodnikowych [5-1]. Idealna dioda ma charakterystykę prądowo-napięciową przedstawioną na rys. 5-1. Przy ujemnym względem katody napięciu



Rys. 5-1. Charakterystyka diody idealnej

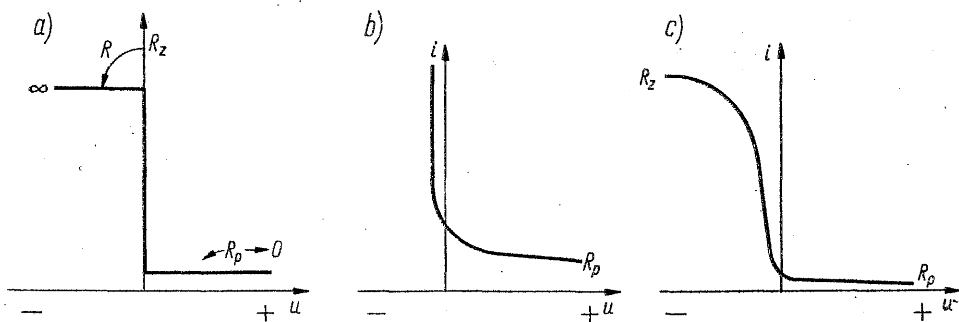
na anodzie prąd nie płynie, a w zakresie dodatnich napięć anodowych prąd rośnie począwszy od zera do wartości ograniczonej jedynie rezystancją obciążenia. Krzywe przedstawiające charakterystyki diod próżniowych i półprzewodnikowych przedstawiono na rys. 5-2. Diody próżniowe charakteryzują się zerowym prądem



Rys. 5-2. Typowe charakterystyki diod: a) dioda półprzewodnikowa; b) dioda próżniowa

wstecznym, ale występuje w nich zjawisko Edisona[1]) i większa rezystancja w kierunku przewodzenia. Dioda półprzewodnikowa ma mniejszą rezystancję w zakresie przewodzenia, ale występuje w niej niewielki prąd wsteczny.

Zależność rezystancji diod od doprowadzonego napięcia przedstawiono na rys. 5-3.



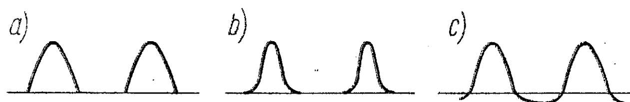
Rys. 5-3. Typowe zależności rezystancji od napięcia dla różnych diod: a) dioda idealna; b) dioda próżniowa; c) dioda półprzewodnikowa

Kiedy do anody diody doprowadzimy napięcie ujemne, płynie bardzo mały prąd — co odpowiada dużej rezystancji diody. W przypadku doprowadzenia do anody diody dodatniego napięcia, płynie duży prąd — co odpowiada małej rezystancji. Ten ostatni przypadek nazywamy dodatnią polaryzacją diody — kierunkiem przewodzenia. Odwrotnie, kiedy przez diodę przepływa bardzo mały prąd, mówimy, że występuje wsteczne (ujemne) przedpięcie — występuje duża rezystancja zaporowa. We wszystkich prostownikach rezystancja w kierunku zaporowym R_z jest znacznie większa niż rezystancja w kierunku przewodzenia R_p. W obu przypadkach, diody próżniowej i półprzewodnikowej, ich jakość określa się wartością stosunku $\frac{R_z}{R_p}$. Dla wielu diod stosunek tych rezystancji wynosi 10^3,

[1]) Zjawisko Edisona polega na tym, że przy zerowym napięciu anodowym lampa przewodzi niewielki prąd (przyp. tłum.).

a nawet 10^6. Sprawność prostowania zależy nie tylko od wartości tego stosunku, ale również od rezystancji obciążenia dołączonego do wyjścia prostownika. Prąd wyjściowy prostownika przy prostowaniu napięcia sinusoidalnego dla różnych wartości rezystancji obciążenia przedstawiono na rys. 5-4. Na rys. 5-4b i c dodatnie połówki nie zostały wykreślone w tej samej skali, ponieważ przy małej rezystancji obciążenia, prąd doprowadzany ze źródła napięciowego jest znacznie większy niż przy dużej rezystancji obciążenia. Dla porównania z kształtem prądu z rys. 5-4b zwiększono amplitudę krzywej na rys. 5-4c. Z rysunków tych widać, że rezystancja obciążenia i charakterystyki diody mają duży wpływ na sprawność prostowania i zniekształcenia prostowanego sygnału.

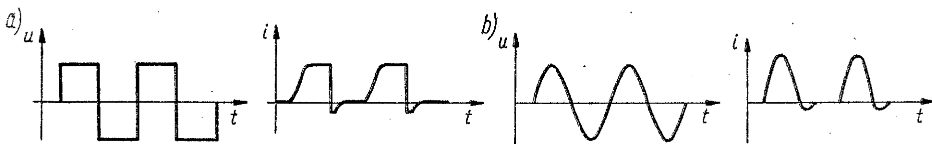
Rys. 5-4. Przebiegi prądu obciążenia dla: a) diody idealnej; b) diody półprzewodnikowej obciążonej małą rezystancją; c) diody półprzewodnikowej obciążonej dużą rezystancją



Przy wysokich wymaganiach stawianych modulacji jednowstęgowej często stają się istotne parametry diody, które na ogół w innych zastosowaniach są drugorzędne. Należą do nich:

1) przepływ prądu w okolicy napięcia zerowego,
2) szybkość przełączania,
3) stabilność temperaturowa,
4) efekty pojemnościowe.

Jak widać z rys. 5-2 i 5-3 prąd i rezystancja w rzeczywistej diodzie półprzewodnikowej różnią się od prądu i rezystancji diody idealnej. Aby uzyskać pożądane parametry, diodę polaryzuje się wstępnie dodatkowym napięciem albo w kierunku przewodzenia, albo w kierunku zaporowym. Ze względu na czas rekombinacji dziur i elektronów w diodzie półprzewodnikowej, przewodzenie prądu nie ustaje natychmiast po doprowadzeniu napięcia w kierunku zaporowym, lecz trwa jeszcze przez krótki okres czasu [5-2, 5-3]. Podanie na diodę sygnału sinusoidalnego lub prostokątnego powoduje niewielki przepływ prądu wstecznego, jak to pokazano na rys. 5-5.



Rys. 5-5. Efekt czasu przełączania (rekombinacji) w diodzie półprzewodnikowej zasilanej: a) napięciem o przebiegu prostokątnym; b) napięciem sinusoidalnym
u — przyłożone napięcie; i — prąd wyjściowy

Pokazano również opóźnienie w ustalaniu się przepływu prądu przy sygnale prostokątnym. Przy częstotliwości pracy 250 kHz jednomilisekundowe opóźnienie w ustalaniu się pełnej wartości prądu obciążenia zmniejsza szerokość impulsu prądowego o 50%. W zastosowaniach radiowych częstotliwości pracy modulatorów diodowych są wystarczająco duże, aby czas przełączania uznać za ważny parametr. Aby można było pominąć efekty opóźnienia w ustalaniu się prądu diody, jej nominalna częstotliwość pracy musi być 10-krotnie do 50-krotnie większa niż częstotliwość pracy modulatora.

W tablicy 5-1 przedstawiono wartości rezystancji w kierunku zaporowym i przewodzenia dla typowych diod.

Tablica 5-1. Rezystancje typowych diod

Typ diody	Rezystancja w kierunku przewodzenia	Rezystancja w kierunku zaporowym
Kuprytowa w temp. 22°C	400 Ω	350 kΩ
Germanowa ostrzowa (1N98)	200 Ω	1 MΩ
Germanowa warstwowa (1N270)	5 Ω	500 kΩ
Krzemowa o małej przewodności (1N457)	50 Ω	2,4 MΩ
Krzemowa o dużej przewodności (1N645)	2,5 Ω	1,2 MΩ

Zastosowanie wyrażeń algebraicznych określających charakterystykę diody ułatwia dokonanie analizy przepływu prądu i procesów modulacyjnych zachodzących w modulatorze. Prąd może być wyrażony przez szereg potęgowy [5-4]

$$i = a_0+a_1 u+a_2 u^2+a_3 u^3+\ldots+a_n u^n$$

przy czym:

$a_0, a_1, \ldots, a_n$ — stałe;

u — doprowadzone napięcie stałe.

Rezystancja może być wyrażona wzorem

$$R = R_p+K e^{-cu}$$

w którym:

R_p — stała rezystancja w kierunku przewodzenia przy doprowadzonym dużym napięciu;

K — stała, równa w przybliżeniu rezystancji przy napięciu zerowym;

c — stała, praktycznie niezmienna dla danego typu diody;

u — doprowadzone napięcie stałe.

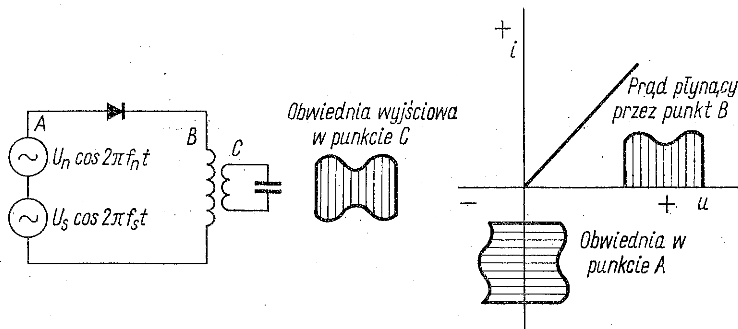
Aproksymacja charakterystyki diody szeregiem potęgowym może być dostatecznie ścisła, jeśli stałe $a_1, a_2, \ldots, a_n$ określono z odpowiednią dokładnością.

5-2. Modulator idealny

Poniżej zostaną opisane różne typy modulatorów zawierających diody jako elementy modulujące. Dla uproszczenia omówienia pracy układu założono, że diody są idealne. W następnym rozdziale omówiono przypadek pracy układu z elementami rzeczywistymi.

Najprostszą formę diodowego modulatora stanowi pojedyncza dioda, sterowana dwoma napięciami sinusoidalnymi. Rys. 5-6 pokazuje, że na wejściu diody w punkcie A występuje suma napięć nośnej $U_n \cos 2\pi f_n t$ i sygnału $U_s \cos 2\pi f_s t$. Fala nośna, która ma być modulowana, ma zwykle częstotliwość większą od częstotliwości sygnału, chociaż nie jest to warunkiem koniecznym. Prąd w punkcie B składa się z dodatnich połówek przechodzących przez diodę. W punkcie C wskutek istnienia obwodu rezonansowego występuje dobrze znana obwiednia sygnału zmodulowanego amplitudowo. Posługując się idealną charakterystyką diody przedstawiono na rysunku modulujące działanie diody. Jeżeli charakterystyka diody jest określona przez podany w p. 5-1 szereg potęgowy, na wyjściu

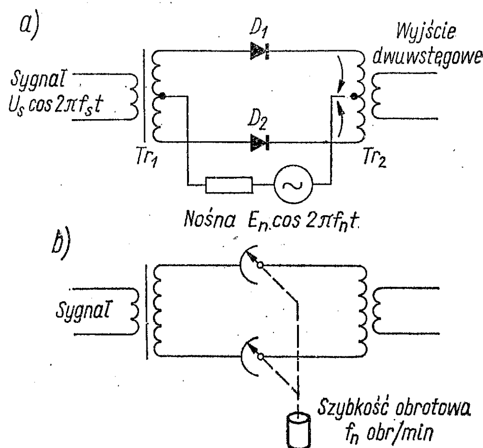
otrzymamy identyczne składowe jak w przypadku mieszacza omówionego w rozdz. 7. Częstotliwości tych składowych są określone wyrażeniem ogólnym $nf_n \pm mf_s$, przy czym n i m są liczbami naturalnymi lub zerami. Modulator tego typu może być stosowany do wytwarzania sygnału *AM*, ale nie znalazł szerszego zastosowania w technice SSB, ponieważ nie daje żadnego tłumienia częstotliwości nośnej.



Rys. 5-6. Modulacyjne działanie diody zasilanej napięciem nośnej w.cz. i sygnałem m. cz.

Aby utrzymać zniekształcenia na małym poziomie, nie zaleca się stosowania modulacji głębszej niż 10%. Ze względu na duży względny poziom nośnej przy tak płytkiej modulacji w filtrach stosowanych w praktyce występują trudności z odpowiednim jej stłumieniem. Z tego powodu pojedyncza dioda jest rzadko stosowana jako modulator SSB, lecz znajduje szerokie zastosowanie jako ich element.

Szeregowy modulator zrównoważony pracujący z dwiema diodami jest niewiele bardziej skomplikowany od modulatora z pojedynczą diodą. Połączenie



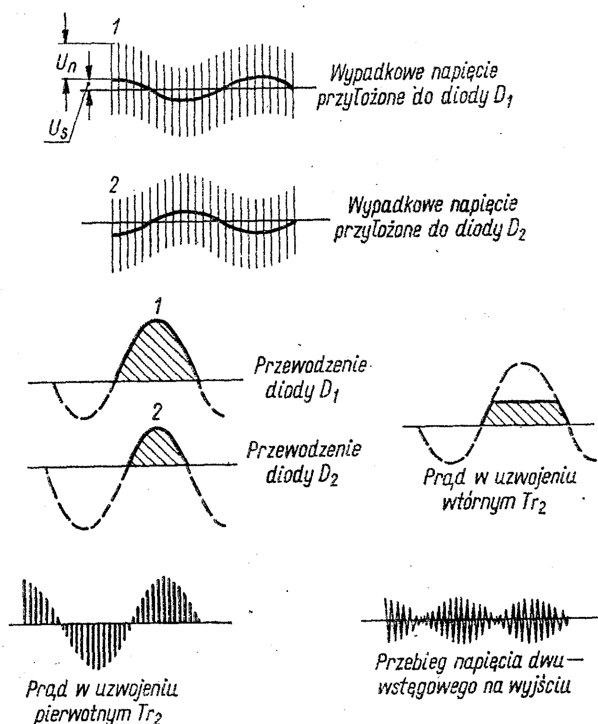
Rys. 5-7. Modulator dwudiodowy wytwarzający sygnał dwuwstęgowy ze stłumioną nośną: a) układ dwudiodowego modulatora szeregowego; b) jego mechaniczna analogia

dwóch diod w układzie zrównoważonym umożliwia na wyjściu stłumienie napięcia o częstotliwości nośnej jak również zmniejszenie niektórych niepożądanych składowych będących wynikiem zniekształceń.

W układzie dwudiodowego modulatora zrównoważonego przedstawionym na rys. 5-7 transformator Tr_1 pracuje przy częstotliwości małej, podczas gdy trans-

formator Tr_2 przy częstotliwości wielkiej. Napięcie sygnału małej częstotliwości $U_s \cos 2\pi f_s t$ jest doprowadzone do diod D_1 i D_2 (pracujących w układzie przeciwsobnym) w przeciwnej fazie, a napięcie fali nośnej $U_n \cos 2\pi f_n t$ jest doprowadzone do diod w tej samej fazie. Jeżeli założymy bardzo dużą amplitudę nośnej oraz jednakowe impedancje górnych i dolnych połówek transformatorów (włączając w to impedancje diod), to prąd pochodzący od dodatnich połówek napięcia o częstotliwości nośnej znosi się w uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr_2. Jedynym niezrównoważonym prądem płynącym w transformatorze Tr_2 jest prąd pochodzący z sumowania się napięcia sygnału i napięcia fali nośnej. Diody D_1 i D_2 można porównać do wyłączników synchronicznie napędzanych przez silnik wirujący z częstotliwością nośnej. Posłużenie się analogią mechaniczną, którą ilustruje rys. 5-7b, ułatwia rozpatrywanie w modulatorze zrównoważonym przepływu prądu związanego z napięciem sygnału.

W analogii tej w ogóle nie przepływa prąd nośnej i nie występuje na wyjściu resztkowe napięcie o tej częstotliwości.

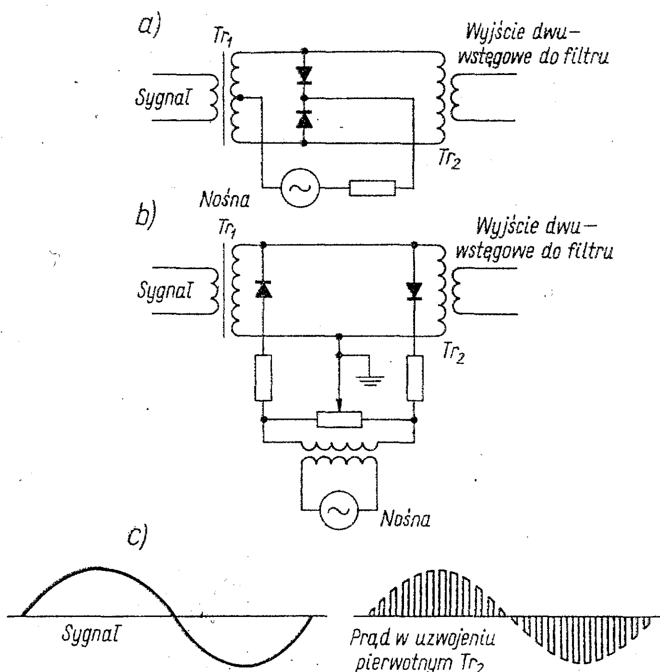


Rys. 5-8. Przebiegi napięciowe i prądowe w modulatorze z rys. 5-7

Zsumowanie napięć fali nośnej i sygnału daje w efekcie falowanie obwiedni fali nośnej względem osi czasu z częstotliwością sygnału. Przesunięcie pojedynczych sinusoid nośnej zależy od chwilowej wielkości amplitudy sygnału. Sygnały oznaczone *1* i *2* na rys. 5-8 ilustrują okresy przewodzenia diod D_1 i D_2. Odjęcie od siebie prądów płynących przez obydwie diody daje w rezultacie impuls prądowy o płaskim wierzchołku, płynący przez wtórne uzwojenie transformatora Tr_2.

Kształt tego impulsu dla bardzo dużych amplitud napięcia nośnej zbliża się do prostokątnego. Dla bardzo dużej amplitudy fali nośnej impuls prądu jest nieco szerszy od połówki cyklu nośnej. Tak jak pokazano na rys. 5-8, w prądzie płynącym przez uzwojenie pierwotne transformatora Tr_2 istnieje duża składowa sygnału m. cz. Jeśli sygnał wyjściowy jest filtrowany np. przez zastosowanie prostego obwodu rezonansowego, składowe m. cz. i części widma częstotliwości leżące w pobliżu $2f_n$, $3f_n$ itd. zostają wyeliminowane, a pozostają jedynie pożądane dwie wstęgi boczne. Po przejściu takiego sygnału przez filtr jednowstęgowy otrzymamy sygnał z obwiednią o stałej amplitudzie — charakterystyczny dla przebiegu jednowstęgowego.

Na rys. 5-9 przedstawiono dwa inne układy modulatorów zrównoważonych z dwiema diodami w układzie równoległym. W układach tych diody tworzą małą rezystancję stanowiącą zwarcie transformatora wejściowego Tr_1 dla co drugiego półokresu fali nośnej. W układzie przedstawionym na rys. 5-9b diody



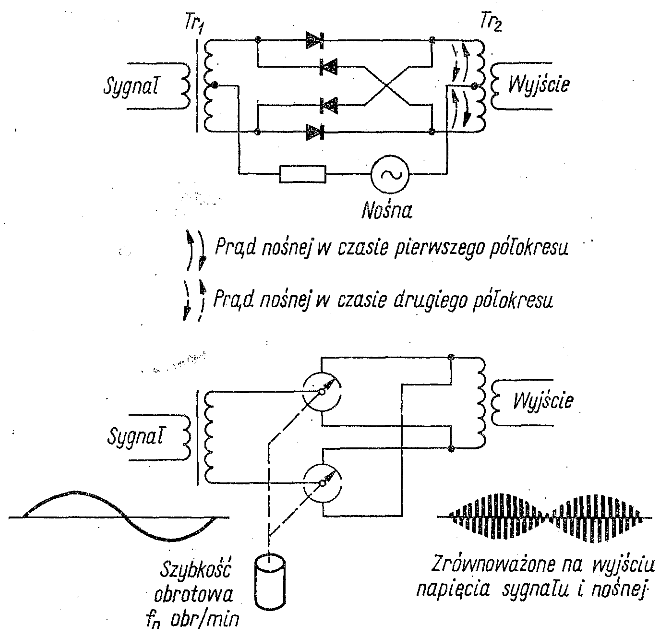
Rys. 5-9. Dwa typy modulatorów z równoległym układem dwudiodowym oraz przebiegi występujące w transformatorach

są zasilane napięciem fali nośnej odwróconym w fazie, ale — ponieważ są one przeciwnie połączone — wypadkowe napięcie fali nośnej na transformatorze wejściowym i wyjściowym jest bliskie zeru. W układzie przedstawionym na rys. 5-9a prąd fali nośnej płynący przez transformatory Tr_1 i Tr_2 znosi się, jeśli rezystancje obu połówek uzwojeń wtórnych Tr_1 oraz diod są jednakowe. W obu układach przy założeniu pełnej symetrii impedancji napięcia o częstotliwości nośnej równoważą się i nie występują ani na wejściu, ani na wyjściu modulatora. Przy podaniu

sygnału sinusoidalnego przełączające działanie diod sterowanych napięciem częstotliwości nośnej wytwarza w uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr_2 prostokątne impulsy prądowe.

Bardzo popularną i mającą wiele zalet odmianą modulatora zrównoważonego jest czterodiodowy modulator pierścieniowy pokazany na rys. 5-10.

Działanie tego modulatora jest bardzo podobne do działania modulatorów pokazanych na rys. 5-7 i 5-9. W modulatorze pierścieniowym jednak prąd w uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr_2 płynie w czasie obu połówek fali nośnej. Jeśli układ jest odpowiednio zestrojony, prądy są równoważone w czasie każdego półokresu. Wprowadzenie sygnału powoduje zachwianie równowagi prądowej w dwóch połówkach uzwojenia pierwotnego Tr_2, a powstały wypadkowy prąd wyjściowy będzie zależał od poziomu sygnału wejściowego. Mechaniczna analogia i tutaj polega na przełączającym działaniu diod idealnych. Na niefiltrowanym wyjściu modulatora pierścieniowego występują nieomal prostokątne impulsy sterowane amplitudą sygnału modulującego.



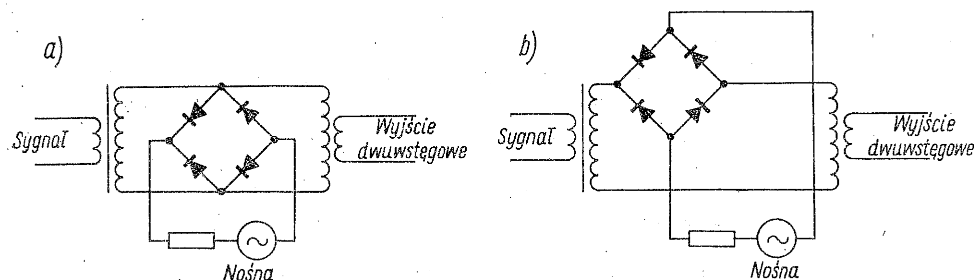
Rys. 5-10. Układ modulatora pierścieniowego i jego mechaniczna analogia

Przewaga czterodiodowego modulatora pierścieniowego polega na tym, że na jego wyjściu zostają stłumione zarówno składowa o częstotliwości nośnej jak i składowa o częstotliwości sygnału wejściowego. Widać to z analogii mechanicznej pokazanej na rys. 5-10. Diody wytwarzające napięcie wyjściowe pracują podobnie jak styki przełączające napięcie m. cz. z transformatora wejściowego najpierw w sposób bezpośredni, potem z polaryzacją odwrotną, na uzwojenie pierwotne transformatora wyjściowego. Matematyczna analiza przebiegu wyjściowego wykazuje brak zarówno sygnału m. cz. jak i składowej o częstotliwości

nośnej. Występują jedynie boczne wstęgi (górna i dolna) wokół (nie istniejącej) częstotliwości nośnej i jej nieparzystych harmonicznych.

Jedną z odmian tego układu może być modulator, w którym zostaną zamienione między sobą miejsca doprowadzenia napięcia sygnału i napięcia fali nośnej. W układzie przedstawionym na rys. 5-10 fala nośna może być doprowadzona w miejsce sygnału, a sygnał w miejsce nośnej. Kiedy napięcie fali nośnej jest w dodatnim półokresie (w odniesieniu do górnego końca transformatora wejściowego), sygnał m. cz. przechodzi przez górną połówkę transformatora wyjściowego. Kiedy napięcie fali nośnej jest w ujemnym półokresie, sygnał m. cz. przechodzi przez dolną połówkę transformatora wyjściowego. W ten sposób, sygnał m. cz. jest przełączany przez transformator wyjściowy tam i z powrotem i powstaje sygnał wyjściowy o kształcie identycznym jak pokazany na rysunku. W porównaniu z ogólnie stosowanymi układami wg rys. 5-10 praca w zmienionym układzie ma kilka zalet. Jedną z nich jest to, że źródło sygnału m. cz. może być niesymetryczne (np. uziemiony środek uzwojenia pierwotnego transformatora wyjściowego). Zaletę stanowi również fakt, że transformator wejściowy modulatora nie musi być dokładnie zrównoważony w szerokim zakresie częstotliwości, lecz bardzo prostym w konstrukcji transformatorem pracującym przy stałej częstotliwości nośnej. Inną korzyścią jest to, że w praktycznych układach można wyeliminować konieczność stosowania kondensatorów blokujących wielką częstotliwość na połówkach uzwojenia wtórnego transformatora wejściowego m. cz., tak jak pokazano na rys. 5-14.

Inne typy czterodiodowych modulatorów szeregowych i równoległych przedstawiono na rys. 5-11. Działanie ich jest podobne do działania poprzednio opisanych modulatorów dwudiodowych szeregowych i równoległych. W układach tych można stosować transformatory bez środkowych odczepów, co znacznie upraszcza konstrukcję i projektowanie. Jednak jeśli chcemy uzyskać pożądaną wartość tłumienia częstotliwości nośnej, konieczny jest dobór odpowiednio parowanych diod.



Rys. 5-11. Przykłady modulatorów czterodiodowych: a) układ równoległy; b) układ szeregowy

5-3. Matematyczna analiza modulatorów diodowych

Jak wykazano poprzednio, częstotliwość nośna w modulatorach zrównoważonych jest tłumiona dzięki symetrii układu. Prócz tego, na wyjściu modulatora w przypadku idealnym nie występują żadne składowe modulacyjne inne niż pożądany sygnał. Układy zastępcze na rys. 5-12 ilustrują, w jaki sposób poprzez zrównoważenie niektóre z nich są usunięte. Jeśli charakterystykę diody wyrazimy jako szereg potęgowy, w którym argumentem jest doprowadzone napięcie, prądy

obciążenia modulatora szeregowego wyniosą:

$$i_1 = a_0 + a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3 + \ldots$$

$$i_2 = a_0 + a_1 u_2 + a_2 u_2^2 + a_3 u_2^3 + \ldots$$

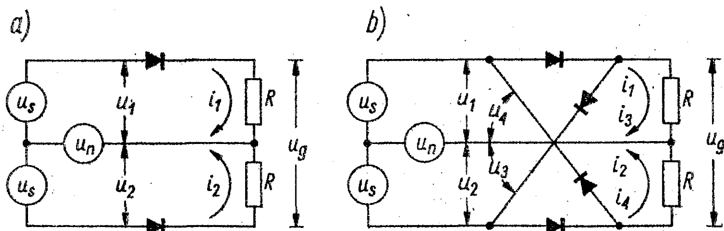
przy czym:

$$u_1 = u_n + u_s;$$

$$u_2 = u_n - u_s.$$

Napięcie wyjściowe dwudiodowych modulatorów szeregowych wynosi

$$u_{wy} = R(i_1 - i_2) = 2R(a_1 u_s + 2a_2 u_n u_s + 3a_3 u_n^2 u_s + a_3 u_s^3 + 4a_4 u_n^3 u_s + 4a_4 u_n u_s^3 + \ldots)$$



Rys. 5-12. Układy zastępcze modulatorów: a) szeregowego; b) pierścieniowego
$u_s = U_s \cos 2\pi f_s t$; $u_n = U_n \cos 2\pi f_n t$

Pożądana składowa wyjściowa jest określona wyrażeniem $2a_2 u_n u_s$. Oprócz tego na wyjściu modulatora występują harmoniczne sygnału m. cz., składowe wstęg bocznych wokół wszystkich harmonicznych nośnej, nieparzyste harmoniczne sygnału wokół nośnej oraz jej harmonicznych. Wszystkie te niepożądane składowe można usunąć w procesie filtrowania, z wyjątkiem harmonicznych sygnału występujących wokół nośnej, leżących wewnątrz pasma przenoszenia filtru wybierającego wstęgą boczną.

Prąd obciążenia modulatora pierścieniowego jest sumą prądów występujących w modulatorze szeregowym oraz prądów wynikających z istnienia dodatkowej pary diod połączonych „na krzyż" (i odwrotnie w sensie polaryzacji). Obecność dodatkowych prądów powoduje znoszenie się niektórych składowych modulacyjnych występujących w powyższym równaniu. Prądy obciążenia pochodzące od dodatkowej połączonej krzyżowo dwójki diodowej wynoszą

$$i_3 - i_4 = 2R(-a_1 u_s + 2a_2 u_n u_s - 3a_3 u_n^2 u_s - a_3 u_s^3 + 4a_4 u_n^3 u_s + 4a_4 u_n u_s^3 + \ldots)$$

Napięcie na wyjściu modulatora pierścieniowego wynosi

$$u_{wy} = R(i_1 - i_2 + i_3 - i_4) = 8R(a_2 u_n u_s + 2a_4 u_n^3 u_s + 2a_4 u_n u_s^2 + \ldots)$$

Podstawiając do powyższego wzoru $u_s = U_s \cos 2\pi f_s t$ oraz $u_n = U_n \cos 2\pi f_n t$ łatwo wykazać, że następuje zanik nośnej i wszystkich jej harmonicznych. Składowe sygnału i wszystkie jego harmoniczne również nie występują na wyjściu modulatora pierścieniowego. Najistotniejsze składowe widma modulacji, aż do szóstego rzędu włącznie, występujące na wyjściu różnych modulatorów zestawiono w tabl. 5-2.

Tablica 5-2. Widmo wyjściowe modulatorów

Rodzaj modulatora		
jednodiodowy	szeregowy dwudiodowy	pierścieniowy lub czterodiodowy
f_s $2f_s$ $3f_s$ $4f_s$ $5f_s$ $6f_s$	f_s $3f_s$ $5f_s$	
f_n $f_n \pm f_s$ $f_n \pm 2f_s$ $f_n \pm 3f_s$[1]) $f_n \pm 4f_s$ $f_n \pm 5f_s$[2])	$f_n \pm f_s$ $f_n \pm 3f_s$[1]) $f_n \pm 5f_s$[2])	$f_n \pm f_s$ $f_n \pm 3f_s$[1]) $f_n \pm 5f_s$[2])
$2f_n$ $2f_n \pm f_s$ $2f_n \pm 2f_s$ $2f_n \pm 3f_s$ $2f_n \pm 4f_s$	$2f_n \pm f_s$ $2f_n \pm 3f_s$	
$3f_n$ $3f_n \pm f_s$ $3f_n \pm 2f_s$ $3f_n \pm 3f_s$	$3f_n \pm f_s$ $3f_n \pm 3f_s$	$3f_n \pm f_s$ $3f_n \pm 3f_s$
$4f_n$ $4f_n \pm f_s$ $4f_n \pm 2f_s$	$4f_n \pm f_s$	
$5f_n$ $5f_n \pm f_s$	$5f_n \pm f_s$	$5f_n \pm f_s$
$6f_n$		

[1]) Jeśli sygnał zawiera dwie składowe o częstotliwościach f_1 i f_2, na wyjściu modulatora wystąpią składowe $f_n \pm 2f_1 - f_2$ i $f_n \pm 2f_2 - f_1$.

[2]) Podobnie przy dwuczęstotliwościowym sygnale wejściowym modulatora na wyjściu uzyskamy

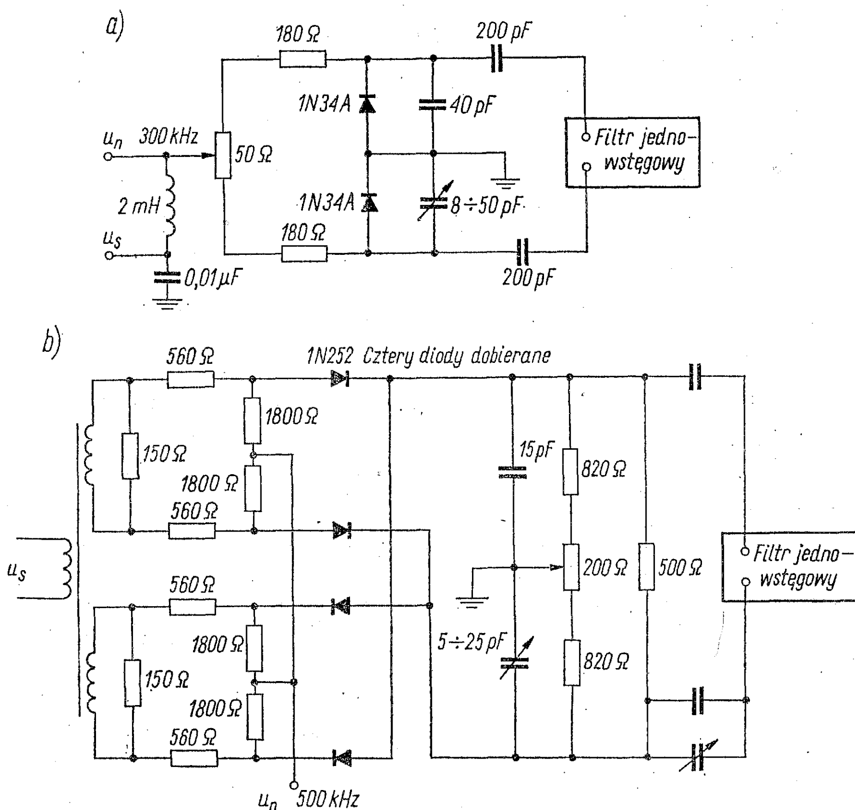
$$f_n \pm 2f_1 - f_2;\ f_n \pm 2f_2 - f_1;\ f_n \pm 3f_1 - 2f_2 \text{ i } f_n \pm 3f_2 - 2f_1$$

Częstotliwości powyższych składowych są identyczne jak częstotliwości składowych zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego i piątego rzędu we wzmacniaczu m.cz. W dobrze zaprojektowanym generatorze jednowstęgowym zniekształcenia intermodulacyjne wzmacniacza m.cz. mogą być większe niż zniekształcenia wytwarzane przez modulator zrównoważony.

5-4. Projektowanie modulatorów diodowych

Zniekształcenia intermodulacyjne w modulatorze diodowym mogą być bez specjalnych trudności i komplikacji układowych stłumione do poziomu —45 dB (względem poziomu pożądanych składowych wyjściowych). Dioda o charakterystyce kwadratowej jest najbardziej przydatna w zastosowaniu do modulatorów,

ponieważ nie wytwarza składowych intermodulacyjnych leżących w odfiltrowanym pasmie częstotliwości pośredniej. Przyczynami, które powodują powstawanie zniekształceń w modulatorach, są: różnice między idealną a rzeczywistą charakterystyką diody oraz zmiana czasu przełączania w zależności od amplitudy sygnału [5-5]. Wpływ napięcia sygnału na okres przewodzenia diody modulatora ilustruje rys. 5-8. Sumowanie napięcia sygnału i napięcia fali nośnej nie tylko określa polaryzację i prąd płynący we wtórnym uzwojeniu transformatora, ale również określa chwilę, w której rozpoczyna się przewodzenie. Wraz ze zmianami chwilowej amplitudy sygnału czoło impulsu prądowego przesuwa się w czasie. Może to w niektórych przypadkach spowodować powstanie niewielkiej modulacji fazy i związanego z nią wzrostu zniekształceń. Jeśli fala nośna jest sinusoidą o dużej amplitudzie lub ma kształt prostokątny, zmiana okresu przewodzenia diody wywołana zmianą napięcia sygnału jest niewielka. Duży poziom napięcia wejściowego fali nośnej poprawia sprawność przemiany oraz zmniejsza zniekształcenia, ale może wywołać niemożliwy do przyjęcia poziom resztkowej fali nośnej na wyjściu. Fala nośna o kształcie prostokątnym powoduje również podobną poprawę sprawności i tłumienia zniekształceń, i daje dużo mniejszy poziom resztkowej nośnej na wyjściu. Aby uniknąć zniekształceń wy-



Rys. 5-13. Typowe układy modulatorów zrównoważonych współpracujących z jednowstęgowymi filtrami elektromechanicznymi: a) modulator dwudiodowy; b) modulator czterodiodowy

wołanych zmianami czasu przełączania, amplitudę napięcia fali nośnej dobiera się zwykle dziesięciokrotnie większą od maksymalnej amplitudy napięcia sygnału. Amplituda składowych zniekształceń jest w przybliżeniu proporcjonalna do kwadratu amplitudy sygnału wejściowego. Rezystancja włączona w szereg z diodą powoduje wzrost liniowości modulacji, ale jednocześnie pogarsza jej sprawność. Modulator pierścieniowy przedstawiony na rys. 5-13b zmniejsza wpływ obciążenia wywołanego prądem diody przewodzącej zmniejszającego napięcie fali nośnej podawane do diod zatkanych. W związku z tym amplituda napięcia nośnej jest wystarczająco duża, aby lepiej zatykać diody.

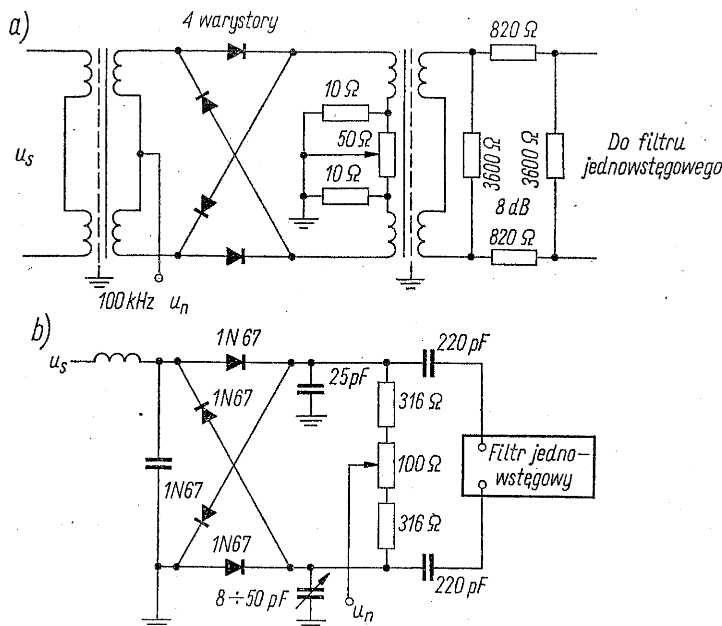
Względna sprawność modulatora może być określona jako stosunek napięcia wyjściowego sygnału SSB do napięcia sygnału wejściowego. Zrozumiałe jest, że stosunek ten powinien uwzględniać różnice w impedancjach wejściowych i wyjściowych modulatora oraz straty występujące w filtrze [5-6]. Sprawność modulatorów w układach teletransmisyjnych jest bardziej istotna niż w układach radiowych, gdzie tłumienie sygnału można skompensować stosując układy wzmacniające, które są i tak niezbędne dla zapewnienia żądanego poziomu mocy nadajnika. Sprawność modulatorów diodowych jest zależna od stosunku rezystancji diody w kierunku zaporowym i przewodzenia, impedancji wejściowej i wyjściowej oraz rezystancji w układzie, np. oporników włączonych szeregowo z diodami. W poprawnie obciążonym modulatorze pierścieniowym tłumienie można ograniczyć do 4 dB, podczas gdy dwudiodowy modulator, taki jak pokazany na rys. 5-13a, powoduje tłumienie przekraczające 10 dB. Szersze omówienie zagadnień sprawności i innych parametrów modulatora zrównoważonego można znaleźć w książce D. G. Tuckera [5-7]. Nie wszystkie omówione czynniki oddziałują niezależnie na parametry charakterystyczne modulatora. Na ogół zwiększenie napięcia fali nośnej zmniejsza zniekształcenia, ale kosztem zmniejszenia tłumienia częstotliwości nośnej na wyjściu. Zwiększenie poziomu sygnału wejściowego popowoduje wzrost sygnału jednowstęgowego na wyjściu, zwiększając jednocześnie współczynnik tłumienia nośnej. Jednak ze wzrostem poziomu sygnału zniekształcenia gwałtownie rosną, co ogranicza możliwą do przyjęcia wartość tego napięcia. W pewnych przypadkach uzyskanie dużej sprawności nie daje się pogodzić z wymaganiem dużego tłumienia fali nośnej i małych zniekształceń. Wpływ zmian temperatury także można zmniejszyć do minimum, ale tylko kosztem innych pożądanych parametrów modulatora. Przy starannym projektowaniu i dokładnych pomiarach laboratoryjnych można jednak znaleźć optymalne warunki pracy.

5-5. Typowe modulatory diodowe

W rozważaniach zawartych w p. 5-3 założono idealną symetrię modulatora prowadzącą do zupełnego stłumienia napięć o częstotliwości nośnej oraz wielu niepożądanych składowych. W praktyce idealna symetria nie jest możliwa do osiągnięcia z powodu różnic w charakterystykach diod, nierównego stosunku liczby zwojów transformatora i niezrównoważenia rezystancji oraz pojemności układu. Aby można było osiągnąć symetrię we wszystkich warunkach pracy modulatora, rezystancje poszczególnych diod w kierunkach przewodzenia i zaporowym powinny być identyczne. Rezystancje i pojemności wejściowe oraz wyjściowe transformatorów lub filtrów muszą być zrównoważone wraz z diodami. Ponieważ idealna symetria jest niemożliwa do uzyskania, stosuje się zmien-

ne oporniki i kondensatory, zapewniające możliwość poprawienia symetrii układu celem zwiększenia tłumienia fali nośnej.

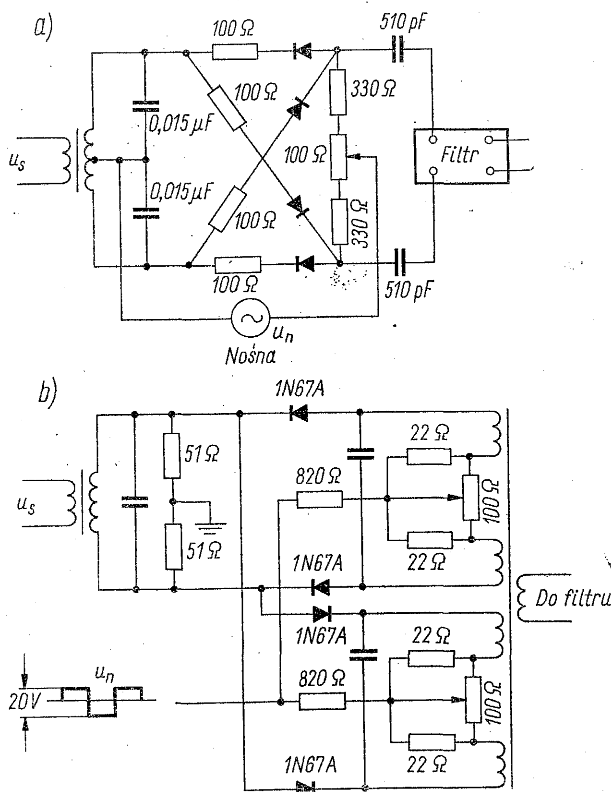
Typowy modulator zrównoważony pokazany na rys. 5-14a [5-8, 5-9] zawiera dokładnie wysymetryzowane i elektrostatycznie zaekranowane transformatory wejściowy i wyjściowy. Przedstawiony modulator pierścieniowy zawierający cztery prostowniki miedziowe wytwarza pożądany sygnał dwuwstęgowy z małymi zniekształceniami. Niepożądane oddziaływanie reaktancji wejściowej filtru jednowstęgowego zmniejszono przez zastosowanie między wyjściem modulatora a filtrem separującego tłumika (o tłumieniu 8 dB).



Rys. 5-14. Dwa przykłady pierścieniowych modulatorów zrównoważonych, zawierające nastawne elementy równoważące: a) modulator firmy Western Electric typu LD-T2; b) modulator firmy Collins typu KWM-1

Na rys. 5-14b przedstawiono zrównoważony modulator pierścieniowy stosowany w odbiornikach amatorskich. Działanie jego jest identyczne jak modulatora z rys. 5-14a, lecz napięcia fali nośnej i sygnału są doprowadzone niesymetrycznie względem ziemi. W celu zmniejszenia poziomu nośnej na wyjściu zastosowano nastawny potencjometr i kondensator. Drogą kolejnego równoważenia (na minimum nośnej) przez regulację zmiennego potencjometru i trymera pojemnościowego (8÷50 pF) jest możliwe zredukowanie poziomu fali nośnej na wyjściu filtru jednowstęgowego do wartości 50÷60 dB poniżej napięcia pożądanej wstęgi bocznej. Składowe zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu można utrzymać na poziomie —45 dB poniżej poziomu jednego z dwóch prążków sygnału dwuczęstotliwościowego, którego wielkość na wyjściu wynosi 5 mV. Układ ten skutecznie tłumi nośną i pracuje z niewielkim poziomem zniekształceń, a mimo to jest bardzo prosty. Uniknięto w nim kłopotliwych, symetrycznych transformatorów, powszechnie stosowanych na wyjściu i wejściu modulatora,

i związanych z nimi niezrównoważonych pojemności międzyzwojowych. Na rys. 5-15 przedstawiono dwa przykłady modulatorów zrównoważonych pracujących przy stosunkowo małych częstotliwościach. Modulatory takie były stosowane z powodzeniem przy częstotliwościach leżących poniżej 100 kHz. Na rys. 5-15a pokazano zastosowanie szeregowych oporników wyrównujących rezystancje diod w kierunku przewodzenia [5-14]. Układ z rys. 5-15b ilustruje zastosowanie



Rys. 5-15. Modulatory zrównoważone dla częstotliwości mniejszych od 100 kHz, zawierające elementy równoważące

nośnej o kształcie prostokątnym w celu zmniejszenia czasu przełączania diody. Prostokątne napięcie o częstotliwości nośnej umożliwia przyłożenie pełnego napięcia w chwili zmiany polaryzacji na zaporową. Stworzenie takich warunków pracy przy nośnej o kształcie sinusoidalnym wymagałoby zastosowania bardzo dużej amplitudy. Stosując prostokątne napięcie nośnej zamiast sinusoidalnego o identycznym czasie narastania jest możliwe uzyskanie tłumienia składowej podstawowej częstotliwości nośnej rzędu 20 dB. Zarówno tłumienie nośnej jak i poziom zniekształceń są korzystniejsze przy podaniu na modulator prostokątnej fali nośnej.

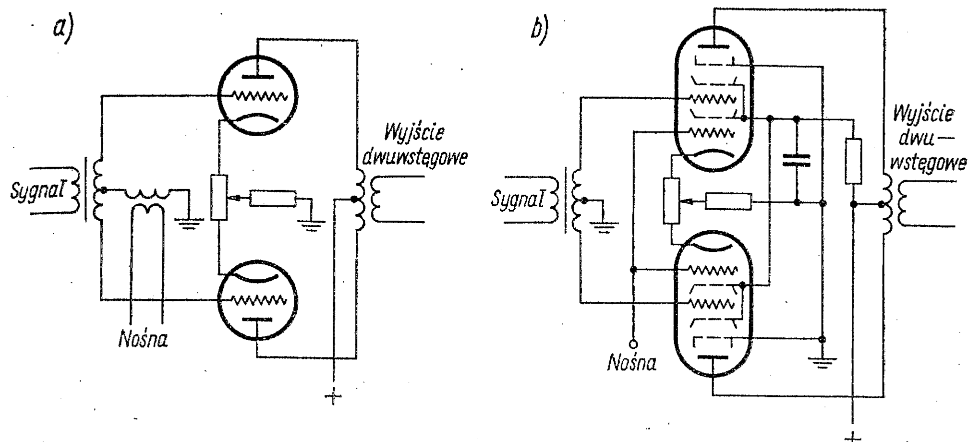
Inne interesujące typy modulatorów przedstawiono na rys. 5-13. Modulator dwudiodowy jest bardzo prosty, ale daje większe zniekształcenia oraz mniejsze tłumienie nośnej niż modulatory pierścieniowe. Zastosowano tu zarówno potencjometry jak i trymery pojemnościowe, służące do zmniejszenia poziomu nośnej

na wyjściu. Układ czterodiodowy przedstawiony na rys. 5-13b ilustruje kilka innych możliwych rozwiązań układu modulatora zrównoważonego. Po pierwsze, pierścień diodowy jest podzielony na dwie gałęzie, dzięki czemu każda para diod może być równoważona niezależnie. Po drugie, w szereg ze źródłem fali nośnej są włączone oporniki o dość dużej rezystancji 1800 Ω. Zadaniem ich jest poprawienie symetrii równoważnego źródła fali nośnej przy zachowaniu dostatecznie dużego jej poziomu, niezbędnego do właściwego przełączania diod [5-10]. Wszystkie typowe modulatory pokazane na rys. 5-13 do 5-15 mają nastawne elementy symetryzujące, których zadaniem jest zmniejszenie wyjściowego poziomu nośnej do pożądanej wartości. Aby zapewnić żądaną wartość tłumienia nośnej, układ powinien być starannie zaprojektowany. Jeśli stosunek między napięciem wejściowym nośnej a napięciem resztkowej nośnej za filtrem SSB ma wynosić 90 dB, oczywista jest konieczność stosowania właściwego ekranowania i separowania. Symetria układu musi być uzyskana przez stosowanie nastawnych oporów i trymerów pojemnościowych. W warunkach zmian temperatury, wilgotności oraz starzenia elementów zachodzi często pogorszenie symetrii układu. Półprzewodnikowe diody miedziowe i germanowe są szczególnie podatne na zmiany temperatury, przy których zmieniają swoje parametry. Jako środki zaradcze można wymienić stosowanie elementów kompensujących wpływ temperatury oraz oporników włączonych szeregowo z diodami. Jest również uzasadnione zastosowanie oporników o małym współczynniku cieplnym, jak np. warstwowych oporników węglowych. Odpowiednio dobrana wartość opornika mającego żądany współczynnik cieplny będzie często kompensować inne efekty niezrównoważenia wynikające z temperatury. Kondensator równoważący stosowany w modulatorze ma także określony cieplny współczynnik pojemności. Wszystkie przypadkowe pojemności układu powinny być możliwie małe, ponieważ elementy te często mają duży współczynnik cieplny. Diody stanowią również elementy niestabilne temperaturowo. Jeżeli dla skompensowania czasu przełączania prostownika zastosowano pojemność równoważącą, stanowi ona układ specjalnie wrażliwy na zmiany temperatury.

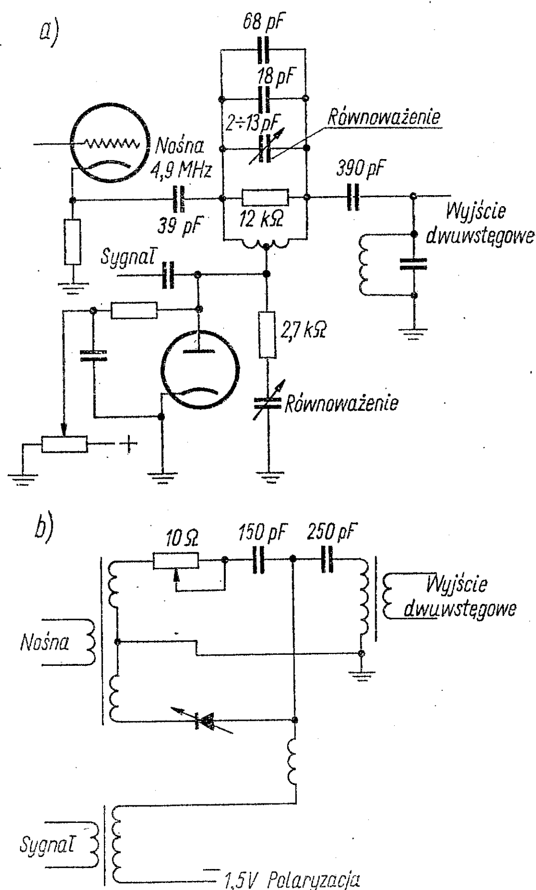
Czwórka diodowa produkowana jako kostka, zawierająca cztery identyczne diody połączone w układzie pierścieniowym, stanowi element wygodny do stosowania w modulatorze zrównoważonym. Poprawa tłumienia fali nośnej drogą doboru indywidualnych diod zamiast czwórki jest zwykle trudna. Przy stosowaniu czterech diod we wspólnej obudowie późniejsza wymiana musi być dokonywana przez zmianę całej czwórki, co jest — zwłaszcza w warunkach polowych — dużym udogodnieniem eksploatacyjnym. Rezystancyjną równowagę modulatora można przeanalizować zastępując diody równoważnymi opornikami o wartościach odpowiadających rezystancji w kierunku zaporowym lub przewodzenia. W ten sposób można stwierdzić skutek określonego, rezystancyjnego niezrównoważenia układu. Jeśli rezystancja diody w kierunku zaporowym jest wystarczająco duża, można ją pominąć jako czynnik wpływający na niezrównoważenie nośnej, w przeciwnym przypadku konieczna jest również symetria tych rezystancji.

5-6. Inne modulatory zrównoważone

Układy modulatorów zrównoważonych, w których stosuje się lampy próżniowe, mają zwykle tę samą postać co dwudiodowe modulatory szeregowe. Podczas gdy kiedyś stosowano diody próżniowe, obecnie prostota i sprawność układów z diodami krzemowymi czy germanowymi zupełnie wyeliminowały diodę próż-



Rys. 5-16. Modulatory zrównoważone zbudowane z wykorzystaniem lamp próżniowych: a) modulator triodowy; b) modulator heptodowy



Rys. 5-17. Modulatory jednodiodowe: a) modulator firmy Hallicrafters typ HT-32; b) modulator z waraktorem

niową jako element modulatora. Układy triodowe i heptodowe pokazano na rys. 5-16. Zastosowanie lamp próżniowych umożliwia stosowanie źródeł nośnej i sygnału o dużej impedancji wewnętrznej. Symetria układu zależy częściowo od napięć anodowych i innych napięć zasilających, ale wpływy temperatury są znacznie zmniejszone.

Następne dwa układy modulatorów pokazano na rys. 5-17. Układ z rys. 5-17a można nazywać modulatorem w układzie mostka *T*. Napięcie m. cz. na anodzie diody wytrąca mostek z równowagi. Wielkość odchylenia od równowagi zależy od chwilowej wartości napięcia m. cz. Zjawisko to powoduje modulację amplitudy napięcia nośnej, które jest doprowadzane poprzez układ *T*. Aby uniknąć podwajania częstotliwości sygnału, niezbędne jest stałe przedpięcie. Modulator, w którym zastosowano diodę pojemnościową (waraktor), pokazano na rys. 5-17b [5-11]. W warunkach równowagi impedancja waraktora odpowiada impedancji kondensatora zmiennego o pojemności 150 pF oraz opornika 10 Ω. Doprowadzenie napięcia m. cz. do diody pojemnościowej powoduje wytrącenie mostka z równowagi i powstanie dwuwstęgowego sygnału wyjściowego.

Przykłady innych zjawisk, które mogą być wykorzystane w modulatorach zrównoważonych, łącznie ze zjawiskiem Halla oraz cienkimi warstwami ferromagnetycznymi, podaje odnośna literatura [5-12, 5-13].

Literatura

5-1. L. P. Hunter (ed.): Handbook of Semiconductor Electronics, 2 ed., p. 3–1. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1962.

5-2. M. C. Waltz: On Some Transients in the Pulse Response of Point Contact Germanium Diodes. *Proc. IRE,* November 1952, p. 1483.

5-3. W. H. Ko, F. E. Brammer: Semiconductor Diode Amplifiers and Pulse Modulators. *Trans. IRE,* PG ED-6, July 1959, p. 341.

5-4. D. G. Tucker: Rectifier Resistance Laws. *Wireless Eng.*, April 1948, p. 117.

5-5. D. G. Tucker: Intermodulation Distortion in Rectifier Modulators. *Wireless Eng.*, June 1954, pp. 145–152.

5-6. D. G. Tucker: Rectifier Modulators with Frequency Selective Terminations. *J. Inst. Elec. Engrs.* (London), September 1949, pp. 422–428.

5-7. D. G. Tucker: Modulators and Frequency Changers. MacDonald and Co., Ltd., London 1953.

5-8. R. S. Caruthers: Copper Oxide Modulators in Carrier Telephone Systems. *Bell System Tech. J.*, April 1939, pp. 315–337.

5-9. A. E. Kerwien: Design of Modulation Equipment for Modern Single Sideband Transmitters. *Proc. IRE,* July 1952, pp. 797–803.

5-10. D. G. Tucker: Some Aspects of the Design of Balanced Modulators for Precision Applications. *J. Inst. Elec. Engrs.* (London), May 1948, pp. 161–172.

5-11. A. D. Todd, R. P. Schuck, H. M. Sachs: Using Voltage Variable Capacitors in Modulator Design. *Electronics,* January 1961, p. 56.

5-12. W. J. Grubb: Hall Effect Devices. *Bell System Tech. J.* May 1959, pp. 853–876.

5-13. R. L. Samuels, A. A. Read: Thin Ferromagnetic Thin Film Balanced Modulators. CQ, June 1960, pp. 32–35.

5-14. L. Christiansen: Cubic Distortion in Ring Modulators. *Elec. Commun,* March 1955, pp. 43–51.

6. FILTRY JEDNOWSTĘGOWE

6-1. Wymagania stawiane filtrom

W najbardziej rozpowszechnionej metodzie wytwarzania sygnałów jednowstęgowych są stosowane filtry środkowoprzepustowe o dużej selektywności, przepuszczające wstęgę pożądaną i tłumiące inne częstotliwości. Było to omówione w rozdz. 4. Podstawowym zadaniem filtru jednowstęgowego jest dostatecznie duże tłumienie wstęgi niepożądanej. Filtr ten może jednak służyć również do kształtowania charakterystyki przenoszenia pożądanej wstęgi bocznej oraz do dodatkowego tłumienia częstotliwości nośnej.

Zasady poprawnej konstrukcji wymagają, aby wszystkie składowe o częstotliwościach niepożądanej wstęgi bocznej były tłumione co najmniej o 40 dB, a pożądane jest tłumienie ich o 50 dB. Taka wartość tłumienia daje gwarancję, że moc promieniowana poza pasmem będzie wynosić mniej niż 1% mocy nominalnej. Wartość ta jest wymagana przez przepisy Federal Communications Commission[1]). Wymaganie to gwarantuje również, że poziom niepożądanej wstęgi bocznej będzie co najwyżej tego samego rzędu co poziom składowych zniekształceń intermodulacyjnych poza pasmem. Niezbędna selektywność filtru zależy od widma częstotliwości sygnału modulującego. Męski głos może zawierać nawet częstotliwości 70 Hz. Gdyby było wymagane nadawanie tak małych częstotliwości, filtr górnej wstęgi musiałby tłumić (co najmniej 40 dB) sygnał odległy tylko o 140 Hz. W radiokomunikacji jednak jako dolną częstotliwość graniczną widma mowy zwykle przyjmuje się 300 Hz. W tym przypadku wymagania stawiane selektywności filtru zostają złagodzone i przedział częstotliwości od granicznej częstotliwości przenoszonej do częstotliwości odpowiadającej składowej sygnału mowy o częstotliwości 70 Hz, przy której tłumienie ma wynosić 40 dB, wzrośnie do 370 Hz. Jeśli dodatkowo pasmo częstotliwości akustycznych przed modulatorem zrównoważonym zostanie ograniczone od dołu do 300 Hz, przedział ten wzrośnie do 600 Hz. Podobne rozważania można przeprowadzić dla określenia wymagań dotyczących selektywności dla każdego innego rodzaju sygnału modulującego.

Częstotliwości powyżej około 3000 Hz mało wpływają na zrozumiałość mowy, a ich eliminacja umożliwia lepsze wykorzystanie mocy nadajnika dla „ważniej-

[1]) Również według przepisów obowiązujących w Polsce wymagane wartości tłumienia niepożądanej wstęgi bocznej wynoszą 40 dB (przyp. tłum.).

szych" częstotliwości i umożliwia ciaśniejsze rozmieszczenie kanałów jednowstęgowych. Ograniczenia górnych częstotliwości akustycznych można oczywiście dokonać również za pomocą filtrów m. cz. poprzedzających modulator zrównoważony, a w każdym przypadku jest pożądana pewna wstępna filtracja. Ograniczenie górnych częstotliwości po modulacji zapewnia dodatkowo eliminację szumów, harmonicznych i produktów zniekształceń intermodulacyjnych powstających w procesie modulacji.

Filtr jednowstęgowy może również służyć do dodatkowego tłumienia częstotliwości fali nośnej w systemach bez fali nośnej. Ogólnie biorąc, filtr jest przeznaczony przede wszystkim do tłumienia niepożądanej wstęgi bocznej i kształtowania charakterystyki przenoszenia pożądanej wstęgi, bocznej natomiast uzyskiwane tłumienie częstotliwości nośnej jest efektem w pewnej mierze przypadkowym. Na ogół uzyskuje się tłumienie częstotliwości nośnej od 10 do 30 dB.

Reasumując, dobry filtr do nadawania sygnałów mowy metodą jednowstęgową ma pasmo przepuszczania rozciągające się w pożądanej wstędze bocznej w zakresie od około 300 do 3000 Hz od częstotliwości nośnej, tłumi wszystkie sygnały we wstędze niepożądanej o co najmniej 40 dB oraz obcina częstotliwości powyżej około 3000 Hz we wstędze pożądanej. Wynika z tego, że tłumienie filtru poza pasmem o szerokości 4000 Hz wynosi co najmniej 40 dB.

Dla pracy z dwiema niezależnymi wstęgami bocznymi (A3B), zilustrowanej na rys. 4-2, wymagania odnośnie do selektywności są określone zarówno poziomem przesłuchów między wstęgami bocznymi jak i poziomem promieniowania poza pasmem. Typowe wartości dla urządzeń wysokiej klasy są następujące: pasmo przenoszenia każdego kanału od 250 do 3050 Hz od częstotliwości nośnej, zmiany tłumienia w pasmie nie większe niż 0,8 dB, tłumienie przy częstotliwości nośnej i przy odstrojeniu o 3300 Hz od nośnej większe od 60 dB.

Filtry jednowstęgowe można podzielić w zależności od rodzaju zastosowanych rezonatorów na filtry *LC*, filtry kwarcowe, filtry elektromechaniczne i filtry piezoceramiczne. Wymagania stawiane filtrom jednowstęgowym może spełnić każdy z wymienionych rodzajów filtrów, jeśli odpowiednio zostanie dobrana częstotliwość nośna.

6-2. Filtry *LC*

Ze względu na wymaganą stromość zbocza między pasmem przenoszenia a pasmem zaporowym oraz ze względu na to, że dobroci cewek mają stosunkowo małe wartości, filtry *LC* mogą być stosowane przy względnie małych częstotliwościach. Filtry tego rodzaju można wykonać na częstotliwości od 20 do 100 kHz. W celu uzyskania bardziej stromych zboczy są czasami stosowane filtry *M*-pochodne (o ogniwach pochodnych typu *m*) [6-1]. Często przy projektowaniu filtru, wszystkie częstotliwości maksymalnego tłumienia (bieguny) umieszcza się we wstędze niepożądanej, a nachylenie przeciwnego zbocza krzywej selektywności jest łagodniejsze. Umożliwia to spełnienie wymagań dotyczących tłumienia wstęgi niepożądanej przy minimalnej liczbie elementów filtru. W przypadku zastosowania filtru tego rodzaju, dla ograniczenia pasma promieniowanego do około 3 kHz, konieczne jest tłumienie większych częstotliwości za pomocą dolnoprzepustowego filtru m. cz., załączonego przed modulatorem. W takim przypadku jedynym zadaniem filtru jednowstęgowego, poza tłumieniem wstęgi niepożądanej, jest tłumienie szumów i zniekształceń mieszacza zrównoważonego.

W publikacji „Reference Data for Radio Engineers” [6-2] można znaleźć tabele, przedstawiające możliwe do uzyskania krzywe selektywności filtrów. Na przykład pokazano tam, że w filtrze typu stałego *K*, z siedmioma biegunami charakterystyki przenoszenia (siedmioma obwodami rezonansowymi) można osiągnąć nierównomierność tłumienia w pasmie przenoszenia 1 dB, a w pasmie 1,5 raza szerszym od szerokości pasma dla 3 dB — tłumienie równe 48 dB. Podobnie w filtrze o ogniwach pochodnych typu *m* o charakterystyce z pięcioma biegunami i czterema zerami można uzyskać nierównomierność w pasmie przenoszenia 1 dB, a w pasmie 1,5 raza szerszym od szerokości pasma dla 3 dB — tłumienie 55 dB. Jedynym fizycznym ograniczeniem w realizowaniu filtrów *LC* jest ograniczona dobroć cewek. Minimalna wartość dobroci cewek jest wprost proporcjonalna do częstotliwości środkowej.

Poniżej zostanie podany przykład projektowania jednowstęgowego filtru *LC*.

Założymy, że w filtrze jest wymagana charakterystyka Butterwortha. Filtr tego rodzaju ma najbardziej płaski przebieg charakterystyki przenoszenia w najszerszym zakresie częstotliwości spośród wszystkich układów zawierających taką samą liczbę elementów reaktancyjnych. Jeśli szerokość pasma jest mała w porównaniu z częstotliwością środkową, równanie takiej charakterystyki ma postać:

$$\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 = 1+\left(\frac{B}{B_3}\right)^{2N} \tag{6-1}$$

przy czym:

U_0 — napięcie wyjściowe przy środkowej częstotliwości pasma przenoszenia f_0;

U — napięcie wyjściowe przy odstrojeniu o $\Delta f = \frac{B}{2}$;

N — liczba rezonatorów w filtrze;

B_3 — szerokość pasma przy spadku o 3 dB;

B — szerokość pasma przy napięciu U.

Dla częstotliwości dostatecznie odległych od rezonansu, przy których

$$\left(\frac{B}{B_3}\right)^{2N} > 10$$

równanie (6-1) przyjmuje postać

$$\frac{U_0}{U} \approx \left(\frac{B}{B_3}\right)^N$$

lub

$$20 \lg \frac{U_0}{U} = 20N \lg \frac{B}{B_3}$$

skąd

$$N = \frac{20 \lg \frac{U_0}{U}}{20 \lg \frac{B}{B_3}}$$

Przyjmijmy, że wymagana szerokość pasma przenoszenia B_3 wynosi 2500 Hz, a przy szerokości pasma 3900 Hz tłumienie powinno wynosić 40 dB. Wówczas

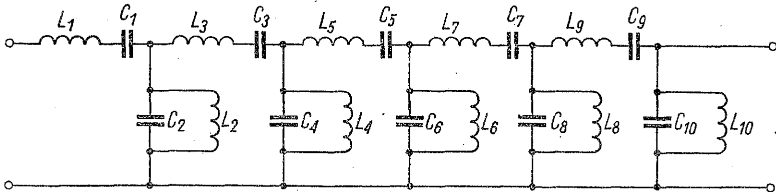
$$N = \frac{40}{20 \lg \frac{3900}{2500}} = \frac{40}{3,86} = 10,4$$

Przyjmujemy $N = 10$.

Na rys. 6-1 pokazano schemat filtru. Wartości elementów dla takiego filtru obciążonego tylko z jednej strony można określić z tablic Geffe'a [6-3] w następujący sposób. Jak wykazuje Geffe, istnieje pewna minimalna wartość dobroci Q, poniżej której filtr jest fizycznie nierealizowalny. W tablicach Geffe'a dla filtru dolnoprzepustowego dla $N = 10$, maksymalny współczynnik strat wynosi $d = 0,14$, czyli minimalna dobroć $Q_p = \frac{1}{d} = 7,13$. Dobroć cewki Q_B dla filtru środkowoprzepustowego wynosi

$$Q_B = Q_p \frac{f_0}{B_3}$$

przy czym częstotliwość środkowa filtru $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$; przez f_1 i f_2 oznaczono odpowiednio dolną i górną częstotliwość graniczną dla spadku 3 dB.



Rys. 6-1. Jednowstęgowy filtr *LC* o 10 biegunach charakterystyki przenoszenia

Zakładając, w celu uzyskania największej częstotliwości środkowej, maksymalną dopuszczalną stratność elementów filtru oraz że można wykonać cewki o $Q_B = 200$ otrzymujemy

$$f_{0\,max} = \frac{Q_B}{Q_p} B = \frac{200 \cdot 2500}{7,13} = 70\,000 \text{ Hz} = 70 \text{ kHz}$$

Z tablic Geffe'a znajdujemy następujące wartości elementów układu dolnoprzepustowego

$L_1 = 0,2003$ H	$C_6 = 1,798$ F
$C_2 = 0,5921$ F	$L_7 = 1,997$ H
$L_3 = 0,9584$ H	$C_8 = 2,239$ F
$C_4 = 1,286$ F	$L_9 = 3,051$ H
$L_5 = 1,566$ H	$C_{10} = 0,4349$ F

Są to wartości znormalizowane odpowiadające impedancji źródła 1 Ω i częstotliwości granicznej równej $\frac{1}{2\pi}$ Hz. Aby określić wartości elementów filtru należy

wartości wszystkich indukcyjności podzielić przez $2\pi B_3$ i pomnożyć przez wartość żądanej impedancji źródła. Analogicznie wartości wszystkich pojemności należy podzielić przez $2\pi B_3$ i pomnożyć przez wartość impedancji. Następnie reaktancje układu dolnoprzepustowego należy dostroić do środkowej częstotliwości f_0. Dostrojenie takie uzyskuje się włączając szeregowo z indukcyjnością układu dolnoprzepustowego odpowiednią pojemność, a równolegle do pojemności układu dolnoprzepustowego odpowiednią indukcyjność. Dla filtru o impedancji 600 Ω, mnożąc każdą indukcyjność przez

$$\frac{600}{2\pi \cdot 2500}$$

i każdą pojemność przez

$$\frac{1}{600 \cdot 2\pi \cdot 2500}$$

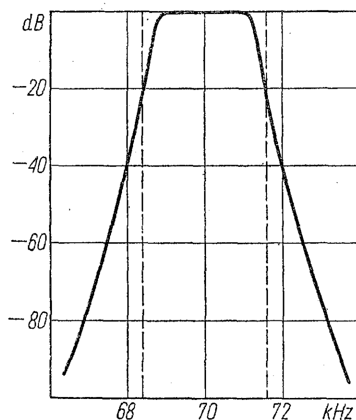
otrzymujemy następujące wartości elementów:

$$\begin{aligned} L_1 &= 7{,}65 \text{ mH} & C_6 &= 0{,}191\ \mu\text{F} \\ C_2 &= 0{,}0629\ \mu\text{F} & L_7 &= 7{,}61 \text{ mH} \\ L_3 &= 3{,}66 \text{ mH} & C_8 &= 0{,}238\ \mu\text{F} \\ C_4 &= 0{,}137\ \mu\text{F} & L_9 &= 11{,}7 \text{ mH} \\ L_5 &= 6{,}98 \text{ mH} & C_{10} &= 0{,}0462\ \mu\text{F} \end{aligned}$$

Dostrojenie każdego z tych elementów do 70 kHz daje w wyniku:

$$\begin{aligned} C_1 &= 677 \text{ pF} & L_6 &= 0{,}0329 \text{ mH} \\ L_2 &= 0{,}0823 \text{ mH} & C_7 &= 680 \text{ pF} \\ C_3 &= 1420 \text{ pF} & L_8 &= 0{,}0218 \text{ mH} \\ L_4 &= 0{,}0378 \text{ mH} & C_9 &= 442 \text{ pF} \\ C_5 &= 866 \text{ pF} & L_{10} &= 0{,}112 \text{ mH} \end{aligned}$$

Na rys. 6-2 przedstawiono krzywą selektywności, obliczoną z równania (6-1). Liniami przerywanymi pokazano położenie częstotliwości fali nośnej przy wy-



Rys. 6-2. Selektywność filtru jednowstęgowego o charakterystyce Butterwortha z dziesięcioma biegunami

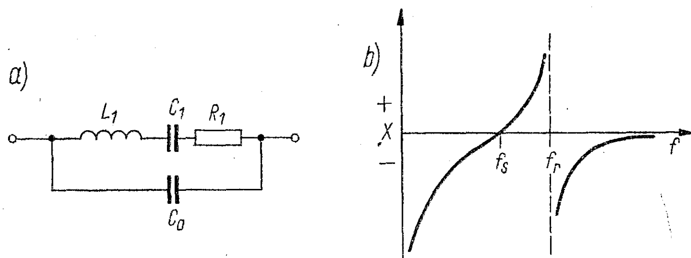
korzystaniu filtru do wydzielenia albo górnej wstęgi, albo dolnej wstęgi, przy założeniu, że częstotliwość nośna jest oddalona o $\pm 1{,}6$ kHz od środkowej częstotliwości filtru. W takim przypadku pasmo przenoszenia m. cz. określone dla

spadku o 6 dB rozciąga się od około 280 Hz do 2920 Hz. Równocześnie we wstędze niepożądanej, poczynając od 385 Hz, tłumienie wynosi ponad 40 dB. Według tablic Geffe'a, tłumienie w filtrze przy środkowej częstotliwości powinno być nieco mniejsze od 8 dB. Współczynnik prostokątności (określony jako stosunek szerokości pasm przy tłumieniu 3 dB i 60 dB) wynosi 2 : 1. Należy jeszcze raz podkreślić, że filtr jest przeznaczony do pracy w stanie jałowym (nieskończenie wielka rezystancja obciążenia).

Stosowanie względnie niewielkich częstotliwości niezbędnych przy filtrach *LC* stwarza poważne trudności z tłumieniem częstotliwości lustrzanych w przypadku, gdy częstotliwość wyjściowa nadajnika SSB ma leżeć w pasmie krótkofalowym. Załóżmy np. że z sygnału wyjściowego omawianego filtru mamy otrzymać (drogą przemiany częstotliwości) częstotliwość wyjściową 30 MHz. W tym przypadku częstotliwość heterodyny musi wynosić 29,93 MHz, a więc częstotliwość lustrzana odległa od sygnału pożądanego o 140 kHz wynosi 29,86 MHz. Obwód rezonansowy z cewką o dobroci 100 ma przy częstotliwości 30 MHz szerokość pasma B_3 równą 300 kHz, a więc tłumienie częstotliwości lustrzanej wynosi tylko 3 dB. Niezbędne jest zatem stosowanie dodatkowego stopnia przemiany częstotliwości, aby najpierw przenieść pożądaną wstęgę boczną na częstotliwość dziesięć do dwudziestu razy większą (300 do 700 kHz). Ze względu na dodatkowy koszt oraz komplikacje układu wynikające z dodatkowej przemiany częstotliwości, do wybierania wstęg bocznych rzadko stosuje się filtry *LC*.

6-3. Filtry kwarcowe

Wartości dobroci współczesnych rezonatorów kwarcowych wynoszą 10000 do 100000 lub więcej. Tak duże dobroci umożliwiają konstruowanie filtrów jednowstęgowych o małych stratach przy częstotliwościach pracy leżących w całym pasmie krótkofalowym. Rezonatory kwarcowe są bardzo stabilne w szerokim zakresie temperatur przez długi okres czasu i mogą być konstruowane tak, by miały mały efekt mikrofonowania przy silnych wstrząsach i drganiach. Płytka kwarcowa ma wiele częstotliwości rezonansowych (drgań własnych), zależnych od wymiarów, sposobu wymuszania drgań oraz rodzaju cięcia. Rezonator kwarcowy w pobliżu częstotliwości rezonansu drgań mechanicznych można przedstawić za pomocą układu zastępczego pokazanego na rys. 6-3a. Indukcyjność L_1

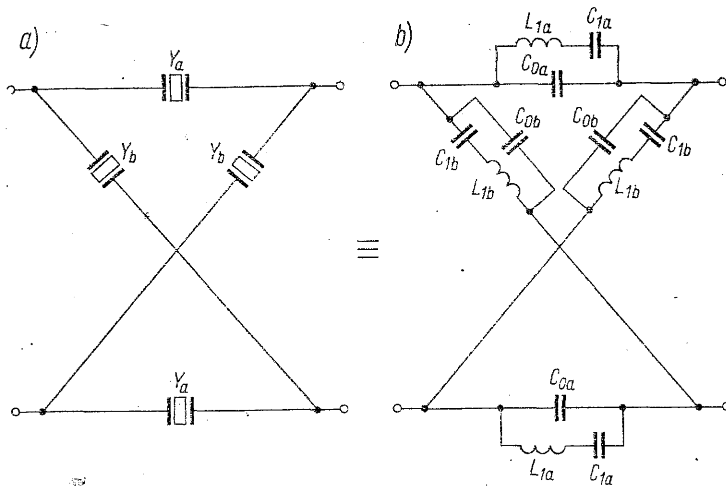


Rys. 6-3. Elektryczne własności rezonatora kwarcowego: a) schemat zastępczy rezonatora; b) wykres reaktancji rezonatora

i pojemność C_1 reprezentują odpowiednio masę i podatność rezonatora. Rezystancja R_1 reprezentuje straty mechaniczne drgającego rezonatora. Dobroć rezonatora Q jest zdefiniowana jako stosunek indukcyjności L_1 do rezystancji

strat R_1 przy częstotliwości rezonansu szeregowego f_s rezonatora. C_0 jest pojemnością złożoną z pojemności między elektrodami rezonatora i pojemności rozproszonych. Wykres reaktancji rezonatora dla przypadku, gdy $R_1 = 0$, pokazano na rys. 6-3b. Istnienie C_0 jako nieodłącznej części układu zastępczego uniemożliwia zastosowanie rezonatora kwarcowego jako elementu filtru w postaci prostego obwodu rezonansu szeregowego. Możliwe jest zbudowanie filtrów kwarcowych o strukturze drabinkowej złożonych z rezonatorów kwarcowych i kondensatorów, lecz filtry takie są z natury wąskopasmowe [6-4]. Uzyskiwalna maksymalna względna szerokość pasma wynosi nieco mniej niż 0,4% dla filtrów z jednym i dwoma rezonatorami, a mniej niż 0,8% dla filtrów z trzema rezonatorami. Dodatkowo jest ograniczona możliwość lokalizacji częstotliwości, przy których występuje największe tłumienie.

W ogniwach filtru o strukturze mostkowej nie występują ograniczenia dotyczące lokalizacji częstotliwości maksymalnego tłumienia. Względną szerokość pasma przenoszenia takiego filtru można rozszerzyć do 10% przez dodanie odpowiednich cewek [6-4]. Z tych względów prawie we wszystkich filtrach kwarcowych stosuje się układ mostkowy lub układy równoważne. Na rys. 6-4a pokazano podstawowy układ mostkowy, a na rys. 6-4b jego zastępczy układ elektryczny

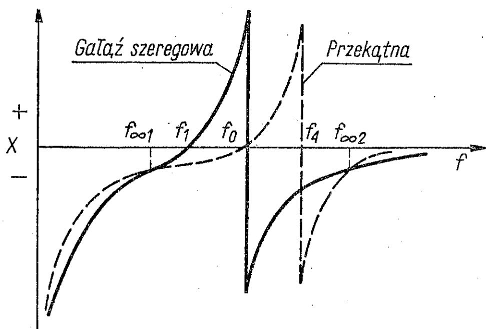


Rys. 6-4. Filtr kwarcowy o strukturze mostkowej: a) schemat ideowy; b) schemat zastępczy

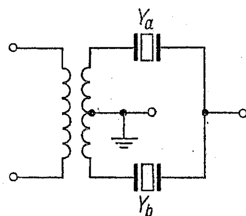
Rezonatory są dobrane parami — dwa jednakowe w gałęziach wzdłużnych i dwa jednakowe w pozostałych gałęziach. W pasmie przenoszenia reaktancje obu gałęzi mają przeciwne znaki [6-5]. Jak pokazano na rys. 6-5, wymaga to umieszczenia bieguna reaktancji rezonatora o mniejszej częstotliwości rezonansu szeregowego w zerze reaktancji rezonatora o częstotliwości większej. Naruszenie tego warunku powoduje pojawienie się siodła charakterystyki przenoszenia w obszarze, gdzie reaktancje obu rezonatorów mają jednakowe znaki. Jak widać z rys. 6-5, pasmo przenoszenia rozciąga się od f_1 do f_4. Gdy reaktancje wszystkich gałęzi są równe, mostek jest w równowadze — odpowiada to częstotliwościom maksymalnego tłumienia równym $f_{\infty 1}$ i $f_{\infty 2}$.

Liczbę rezonatorów niezbędnych do uzyskania żądanej charakterystyki selektywności można zmniejszyć o połowę, stosując układ różnicowy pokazany

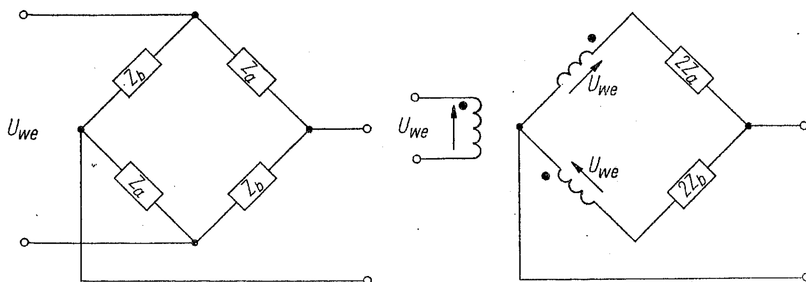
na rys. 6-6. Dla jaśniejszego zilustrowania równoważności pełnego układu mostkowego i układu różnicowego narysowano je na rys. 6-7 w postaci mostków. Prąd przepływający przez gałęzie Z_a (przyjmując zwarcie na wyjściu), napotyka na swojej drodze całkowitą impedancję równą $2Z_a$. Odpowiednia droga w układzie



Rys. 6-5. Wykres reaktancji rezonatorów kwarcowych układu mostkowego



Rys. 6-6. Podstawowy układ różnicowy filtru kwarcowego



Rys. 6-7. Pełny układ mostkowy i układ różnicowy, przedstawione jako mostki

różnicowym musi również mieć impedancję $2Z_a$. Znaczy to, że — aby układy były równoważne — reaktancja indukcyjności rozproszenia między uzwojeniami transformatora układu różnicowego musi być bardzo mała. Można to uzyskać stosując rdzenie ferrytowe lub proszkowe. Odpowiednio, śledząc prąd płynący w gałęziach Z_b można wykazać, że dla uzyskania równoważności filtrów, w układzie różnicowym odpowiednia impedancja musi wynosić $2Z_b$. Jeśli liczba zwojów pierwotnego uzwojenia transformatora jest równa połowie całkowitej liczby zwojów uzwojenia wtórnego, napięcie na uzwojeniu pierwotnym będzie wynosić U_{we}. Ponieważ jednak prąd obciążenia jest taki sam jak prąd w układzie pełnego mostka, impedancje wejściowe i wyjściowe układu różnicowego są takie same jak impedancje układu mostkowego. W odniesieniu jednak do gałęzi układu różnicowego impedancje obciążenia mają tylko połowę tej wartości.

Aby w pełni zrozumieć działanie filtru kwarcowego i móc zaprojektować filtr odpowiadający określonym wymaganiom, należy przeprowadzić analizę matematyczną układu filtru. Pełny mostek ma charakterystykę przenoszenia

określoną wzorem [6-5]

$$\gamma = \ln \frac{\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}+1}{\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}-1} \qquad (6\text{-}2)$$

Widać, że jeśli wielkość $\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}$ jest urojona, argument logarytmu jest ilorazem liczby zespolonej i liczby z nią sprzężonej. Moduł ilorazu jest równy jedności, a zatem γ jest czysto urojone. Warunkiem dla pasma przepuszczania jest zatem, aby $\frac{Z_b}{Z_a}$ było ujemne, co oznacza, że $Z_a \pm Z_b$ muszą mieć znaki przeciwne. Z równania (6-2) widać, że jeśli wielkość $\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}$ jest dodatnia, występuje tłumienie.

Impedancja falowa wynosi

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} \qquad (6\text{-}3)$$

Z równania (6-3) widać, że jeśli wielkość $Z_a Z_b$ jest rzeczywista, Z_0 jest rezystancją, a jeśli wielkość $\sqrt{Z_a Z_b}$ jest urojona, Z_0 jest reaktancją. Zatem w pasmie przenoszenia filtru tłumienie jest równe zeru, faza zmienia się od 0 do $n\pi$, a Z_0 jest rezystancją (ponieważ Z_a i Z_b są czysto urojone). W pasmie zaporowym tłumienie jest rzeczywiste, przesunięcie fazy wynosi zero lub $n\pi$, a Z_0 jest reaktancją.

Impedancja układu zastępczego rezonatora kwarcowego, pokazanego na rys. 6-3, jest określona wzorem

$$Z = \frac{-\mathrm{j}X_{C0}(\mathrm{j}X_{L1}-\mathrm{j}X_{C1})}{-\mathrm{j}X_{C0}+\mathrm{j}X_{L1}-\mathrm{j}X_{C1}} = \frac{\mathrm{j}}{\omega C_0}\,\frac{\omega L_1-\frac{1}{\omega C_1}}{\frac{-1}{\omega C_0}+\omega L_1\frac{-1}{\omega C_1}}$$

Mnożąc licznik i mianownik przez $\frac{f}{2\pi L_1}$ i upraszczając wyrażenia otrzymamy

$$Z = \frac{-\mathrm{j}}{\omega C_0}\,\frac{f^2-f_s^2}{f^2-f_p^2} \qquad (6\text{-}4)$$

przy czym:

f_s — częstotliwość rezonansu szeregowego rezonatora kwarcowego;

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}};$$

f_p — częstotliwość rezonansu równoległego rezonatora kwarcowego;

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C_1 C_0}{C_1+C_0}}}.$$

Różnicę częstotliwości między f_s i f_p można znaleźć w sposób następujący:

$$\frac{f_p}{f_s}=\frac{\sqrt{C_1}}{\sqrt{\frac{C_1 C_0}{C_1+C_0}}}=\sqrt{\frac{C_1+C_0}{C_0}}=\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}$$

$$f_p=f_s\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}$$

$$\Delta f=f_p-f_s=f_s\left(\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}-1\right)$$

Ponieważ $\frac{C_1}{C_0}$ jest małe

$$\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}\approx 1+\frac{C_1}{2C_0}$$

Zatem

$$\Delta f\approx\frac{f_s C_1}{2C_0} \tag{6-5}$$

Jeśli jest potrzebne zmniejszenie Δf, C_0 może zawierać dodatkową pojemność równoległą.

Najprostszy układ różnicowy może mieć w jednej gałęzi (np. w gałęzi *a*) rezonator kwarcowy, a w gałęzi *b* kondensator zastępujący rezonator kwarcowy (rys. 6-6). Z równania (6-4) mamy:

$$Z_a=\frac{-\mathrm{j}}{\omega C_{0a}}\,\frac{f^2-f_s^2}{f^2-f_p^2}$$

$$Z_b=\frac{-\mathrm{j}}{\omega C_b}$$

$$\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}=\sqrt{\frac{C_{0a}}{C_b}}\sqrt{\frac{f^2-f_p^2}{f^2-f_s^2}} \tag{6-6}$$

Gdy $\sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}$ jest urojone (Z_a i Z_b mają znaki przeciwne), tłumienie jest równe zeru. Zachodzi to dla $f_s < f < f_p$, czyli w pasmie przenoszenia filtru. Jeśli $C_b = C_{0a}$, Z_a nigdy nie może być równe Z_b, lecz może tylko zbliżyć się do tej wartości w granicy, gdy $f\to\infty$. Jeśli $C_b \neq C_a$, częstotliwość, przy której $Z_a = Z_b$ (częstotliwość, przy której tłumienie jest nieskończenie wielkie, f_∞), jest określona wzorem:

$$\frac{1}{C_b}=\frac{1}{C_{0a}}\,\frac{f_\infty^2-f_s^2}{f_\infty^2-f_p^2}$$

lub

$$\frac{C_b}{C_{0a}}=\frac{f_\infty^2-f_p^2}{f_\infty^2-f_s^2} \tag{6-7}$$

Zatem ogólnie

$$\frac{Z_a}{Z_b} = \frac{f_\infty^2 - f_p^2}{f_\infty^2 - f_s^2} \frac{f^2 - f_s^2}{f^2 - f_p^2} \tag{6-8}$$

Gdy interesujące częstotliwości są bliskie częstotliwości środkowej filtru, można zrobić następujące przybliżenia. Odnosząc wszystkie częstotliwości do środka pasma przenoszenia f_0 otrzymamy:

$$f_0 = \frac{f_s + f_p}{2}$$

$$f_s = f_0 - \frac{B}{2}$$

$$f_p = f_0 + \frac{B}{2}$$

$$f_\infty = f_0 + \Delta f_\infty$$

$$f_\infty^2 - f_p^2 \approx 2f_0\left(\Delta f_\infty - \frac{B}{2}\right)$$

$$f_\infty^2 - f_s^2 \approx 2f_0\left(\Delta f_\infty + \frac{B}{2}\right)$$

$$\frac{f_\infty^2 - f_p^2}{f_\infty^2 - f_s^2} \approx \frac{\dfrac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}} - 1}{\dfrac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}} + 1} \tag{6-9}$$

przy czym B jest pasmem przenoszenia filtru. Podobnie:

$$\frac{f^2 - f_s^2}{f^2 - f_p^2} = \frac{\dfrac{\Delta f}{\frac{B}{2}} - 1}{\dfrac{\Delta f}{\frac{B}{2}} + 1} \tag{6-10}$$

Podstawiając równania (6-9) i (6-10) do (6-8), a następnie podstawiając równanie (6-8) do (6-2), można uzyskać rodzinę krzywych selektywności dla różnych stosunków $\dfrac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}}$. Na rys. 6-8 przedstawiono taką rodzinę krzywych.

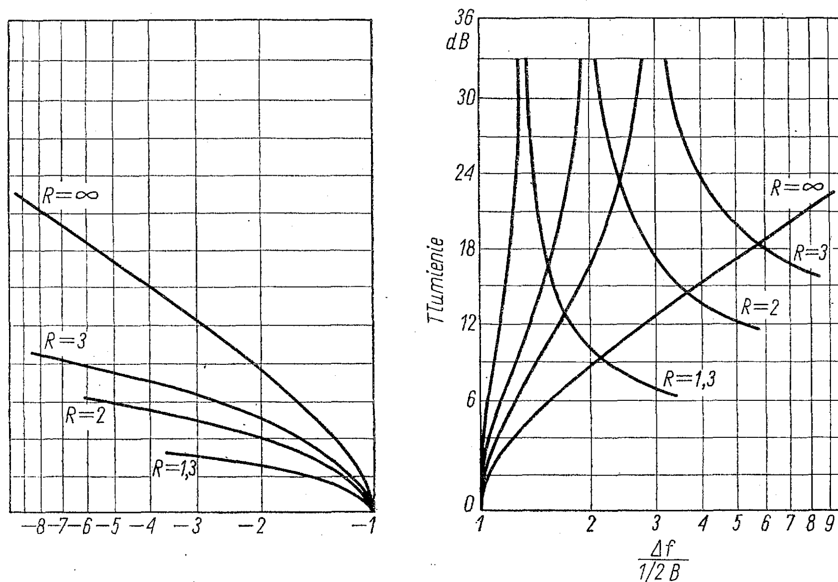
Wstawienie w filtrze różnicowym rezonatora kwarcowego w miejsce kondensatora C_b daje taki efekt jak dołączenie drugiego ogniwa. Poprawę selektywności można więc uzyskać albo przez kaskadowe połączenie kilku ogniw filtru, albo przez zwiększenie liczby rezonatorów w mostku. Dla zilustrowania praktycznego

zastosowania powyższych zasad zostanie poniżej podany przykład projektu filtru kwarcowego.

Przykład projektu filtru kwarcowego. Załóżmy, że należy zaprojektować metodą parametrów falowych filtr kwarcowy, którego pasmo przepuszczania B ma wynosić 2700 Hz, a poza pasmem 3500 Hz tłumienie ma wynosić 40 dB. Niech układ filtru składa się z połączonych szeregowo układów różnicowych, bez cewek szeregowych lub równoległych. Z równania (6-5) mamy

$$\Delta f \approx \frac{f_s C_1}{2C_0}$$

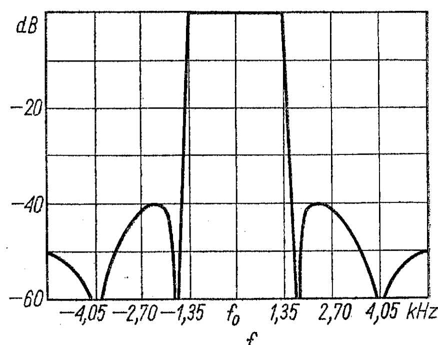
Dla układu różnicowego z dwoma rezonatorami, wskutek pokrywania się zera reaktancji jednej gałęzi z biegunem reaktancji drugiej gałęzi, Δf podwaja się (rys. 6-5). Typowe wartości $\frac{C_0}{C_1}$ są rzędu 250, co daje przy 1 MHz szerokość wstęgi 4 kHz. Niech środkowa częstotliwość filtru wynosi 1 MHz. Znormalizowane charakterystyki selektywności podstawowego ogniwa mostkowego podano na rys. 6-8. Przy korzystaniu z tych krzywych problem polega na zestawieniu



Rys. 6-8. Uniwersalna krzywa selektywność ogniwa filtru różnicowego z jednym rezonatorem kwarcowym. $R = \frac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}}$ *(Adaptowano z Proc. IRE, str. 423, luty 1949).*

kilku z nich dla uzyskania pożądanej charakterystyki selektywności. Stosunek 3500 Hz do $B = 2700$ Hz wynosi 1,3, a więc jest uzasadnione przyjęcie dwóch półogniw, dla których częstotliwości maksymalnego tłumienia są odległe od częstotliwości środkowej odpowiednio o +1,3 i −1,3 połówek szerokości pasma przenoszenia B. Zestawienie tych dwóch półogniw z dwoma półogniwami mają-

cymi punkty maksymalnego tłumienia odpowiednio w odległości plus i minus trzech połówek szerokości pasma przepustowego daje w wyniku krzywą przedstawioną na rys. 6-9. Poza pasmem 3500 Hz tłumienie wynosi zgodnie z wymaganiami 40 dB lub więcej.



Rys. 6-9. Teoretyczna charakterystyka dwuczłonowego filtru kwarcowego

Należy pamiętać, że uzyskana krzywa jest krzywą teoretyczną i dotyczy tylko filtru złożonego z bezstratnych reaktancji i z impedancji obciążających zmieniających się w pasmie zgodnie z zależnością $Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b}$. Chociaż straty w rezonatorze kwarcowym są małe, nie są one jednak równe zeru, a impedancjami obciążenia są w praktyce stałe rezystancje. Prowadzi to do „zaokrąglenia" charakterystyki przenoszenia na krańcach pasma przenoszenia. Poza tym niezrównoważenie rezystancji gałęzi zawierających rezonatory kwarcowe powoduje, że tłumienie w punktach maksymalnego tłumienia jest skończone.

Do zaprojektowania filtru jest niezbędne określenie zastępczych parametrów elektrycznych rezonatora kwarcowego. Przetransponowanie tych parametrów elektrycznych na konstrukcję rezonatora wychodzi poza ramy niniejszej książki [6-6, 6-7], lecz ponieważ producenci rezonatorów kwarcowych są przyzwyczajeni do konstruowania rezonatorów na podstawie danych elektrycznych, zagadnienie to jest istotne jedynie w przypadku produkcji samego rezonatora kwarcowego.

Każde ogniwo filtru ma pasmo przenoszenia określone wzorem

$$B = f_s \frac{C_{1a}}{2C_{0a}} + f_p \frac{C_{1b}}{2C_{0b}}$$

Zależność ta jest wyprowadzona z równania (6-5) przy założeniu, że częstotliwość rezonansu szeregowego f_s rezonatora w gałęzi a (zero reaktancji) i częstotliwość rezonansu równoległego f_p rezonatora w gałęzi b (biegun reaktancji) przypadają przy tej samej częstotliwości f_0. Przebieg reaktancji jest zgodny z rys. 6-5. Z równania (6-4) podstawiając $f_1 = f_s$ i $f_0 = f_p$ mamy

$$Z_a = \frac{-\mathrm{j}}{\omega C_{0a}} \left(\frac{f^2 - f_1^2}{f^2 - f_0^2} \right)$$

a podstawiając $f_0 = f_s$ i $f_4 = f_p$ mamy

$$Z_b = \frac{-\mathrm{j}}{\omega C_{0b}} \left(\frac{f^2 - f_0^2}{f^2 - f_4^2} \right)$$

W punkcie, w którym tłumienie jest nieskończenie wielkie, $Z_a = Z_b$ lub

$$\frac{1}{C_{0a}}\left(\frac{f_{\infty 1}^2-f_1^2}{f_{\infty 1}^2-f_0^2}\right) = \frac{1}{C_{0b}}\left(\frac{f_{\infty 1}^2-f_0^2}{f_{\infty 1}^2-f_4^2}\right)$$

Robiąc uproszczenie podobne jak w równaniach (6-9) i (6-10), przy czym obecnie $B = f_4 - f_1$, otrzymamy:

$$\frac{1}{C_{0a}}\left\{\frac{\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}-1}{\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}}\right\} = \frac{1}{C_{0b}}\left\{\frac{\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}}{\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}+1}\right\}$$

$$\frac{C_{0b}}{C_{0a}} = \frac{\left(\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}\right)^2}{\left(\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}-1\right)\left(\frac{\Delta f_{\infty 1}}{\frac{B}{2}}+1\right)}$$

Podobny wynik można uzyskać obliczając $\frac{C_{0b}}{C_{0a}}$ jako funkcję $\Delta f_{\infty 2}$. Podstawiając $\frac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}} = 1{,}3$ dla dwóch pierwszych półogniw otrzymamy

$$\frac{C_{0b1}}{C_{0a1}} = \frac{1{,}3^2}{(1{,}3-1)(1{,}3+1)} = 2{,}45$$

Podstawiając $\frac{\Delta f_\infty}{\frac{B}{2}} = 3$ dla pozostałych dwóch półogniw otrzymamy

$$\frac{C_{0b2}}{C_{0a2}} = \frac{3^2}{(3-1)(3+1)} = \frac{9}{8} = 1{,}125$$

Z równania (6-3) mamy

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C_{0a} C_{0b}}\left(\frac{f^2-f_1^2}{f^2-f_4^2}\right)} \approx \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C_{0a} C_{0b}}\left(\frac{\Delta f_1}{\Delta f_4}\right)}$$

przy czym $\omega = \omega_0$, a więc $\Delta f_1 = \Delta f_4$ oraz $Z_0 \approx \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_{0a} C_{0b}}}$.

Dla pierwszych dwóch półogniw

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C_{0a1}\sqrt{2{,}45}}$$

Dla pozostałych dwóch półogniw

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C_{0a2}\sqrt{1{,}125}}$$

Niech $Z_0 = 20$ kΩ. Dla pierwszego rezonatora pierwszego ogniwa otrzymamy

$$C_{0a1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{2{,}45}} = 5{,}02 \text{ pF}$$

Z równania (6-5) $\Delta f = \frac{f_1 C_1}{2C_0}$. W równaniu tym Δf jest różnicą między częstotliwością środkową a częstotliwością dolnego krańca pasma (f_1). Szeregowa pojemność pierwszego rezonatora kwarcowego będzie wynosić

$$C_{1a1} = 2C_0 \frac{\Delta f}{f_1} = \frac{2 \cdot 5{,}02 \cdot 1350}{1000000-1350} = 0{,}0136 \text{ pF}$$

Częstotliwość rezonansu szeregowego pierwszego rezonatora kwarcowego wynosi 998650 Hz, a częstotliwość rezonansu równoległego 1000000 Hz. Dla drugiego rezonatora pierwszego ogniwa otrzymamy następujące wartości:

$$C_{0b1} = 2{,}45 C_{0a1} = \quad 12{,}3 \text{ pF}$$

$$C_{1b1} = 2{,}45 C_{1a1} = 0{,}0334 \text{ pF}$$

Częstotliwość rezonansu szeregowego tego rezonatora wynosi 1000000 Hz, a rezonansu równoległego 1001350 Hz.

Dla pierwszego rezonatora drugiego ogniwa wartości wyniosą:

$$C_{0a2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1{,}125}} = 7{,}5 \text{ pF}$$

$$C_{1a2} = 2C_0 \frac{\Delta f}{f} = \frac{2 \cdot 7{,}5 \cdot 1350}{10^6-1350} = 0{,}0202 \text{ pF}$$

Jego częstotliwość rezonansu szeregowego wynosi 998650 Hz, a równoległego 1000000 Hz.

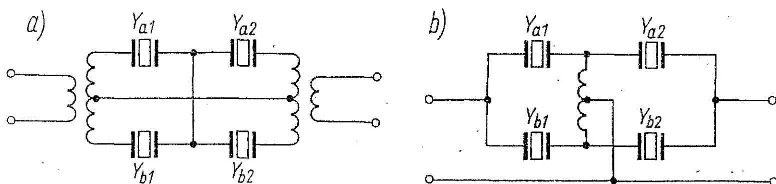
Dla drugiego rezonatora drugiego ogniwa mamy:

$$C_{0b2} = 1{,}125 C_{0a2} = \quad 8{,}45 \text{ pF}$$

$$C_{1b2} = 1{,}125 C_{1a2} = 0{,}0228 \text{ pF}$$

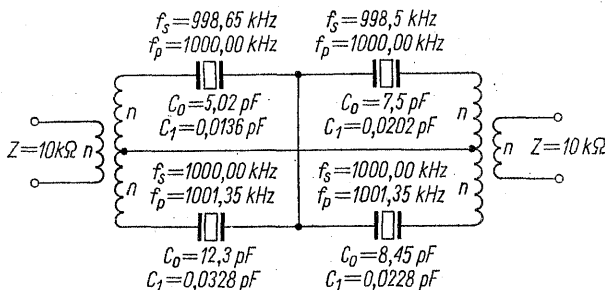
Częstotliwość rezonansu szeregowego wynosi 1000000 Hz, a równoległego 1001350 Hz.

Na rys. 6-10a, b pokazano dwie metody szeregowego łączenia układów różnicowych. W obu przypadkach reaktancje rozproszone powinny być bardzo małe lub wchodzić w skład gałęzi, gdyż mogą one wpłynąć na charakterystykę przenoszenia filtru.



Rys. 6-10. Szeregowo połączone różnicowe filtry kwarcowe

Na rys. 6-11 pokazano schemat obliczonego powyżej filtru, zrealizowany wg układu z rys. 6-10a. Elementy układu różnicowego były obliczane przy założeniu impedancji gałęzi mostka równej 20 kΩ. Jeśli liczba zwojów uzwojeń pierwotnych transformatora wejściowego i transformatora wyjściowego są równe liczbie zwojów połówek uzwojeń wtórnych, impedancje wejściowa i wyjściowa filtru wynoszą 10 kΩ. Dla każdej innej żądanej impedancji R stosunek liczby



Rys. 6-11. Schemat filtru kwarcowego o selektywności pokazanej na rys. 6-9

zwojów uzwojenia pierwotnego do liczby zwojów połowy uzwojenia wtórnego jest określony zależnością

$$\frac{N_w}{N_p} = \sqrt{\frac{R_0}{2R}}$$

przy czym:
R_0 — impedancja falowa filtru przy środkowej częstotliwości pasma przenoszenia;
N_w — liczba zwojów połowy uzwojenia wtórnego;
N_p — liczba zwojów uzwojenia pierwotnego.

Oczywiście zależność ta zakłada, że współczynnik sprzężenia magnetycznego między uzwojeniami transformatora jest bliski jedności.

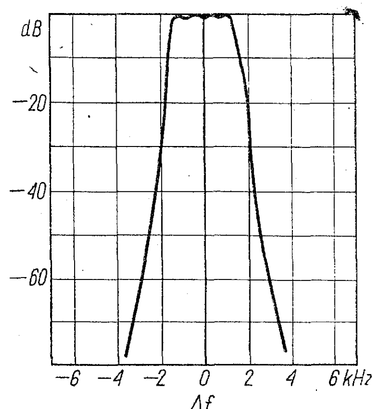
Należy w tym miejscu zwrócić uwagę na pewne zagadnienie. W rezonatorze kwarcowym występuje wiele możliwych rodzajów drgań. Te niepożądane rodzaje drgań mogą wywołać niedopuszczalne zniekształcenia charakterystyki selek-

tywności filtru (tzw. „pasożyty"). Przy szczegółowym projektowaniu filtru należy te częstotliwości wziąć pod uwagę [6-8].

Przy jednowstęgowych filtrach kwarcowych przy częstotliwościach 500 kHz lub mniejszych może być konieczne stosowanie cewek dołączonych szeregowo lub równolegle do rezonatorów. Zadaniem tych cewek jest zwiększenie różnicy częstotliwości między rezonansem szeregowym a rezonansem równoległym. W pracy Masona [6-9] można znaleźć szczegółowe informacje o tego rodzaju filtrach.

6-4. Filtry mechaniczne

Jako filtry jednowstęgowe szerokie zastosowanie znajdują filtry mechaniczne. Mają one bardzo dobrą selektywność w szerokim zakresie zmian warunków zewnętrznych. Na rys. 6-12 pokazano typową charakterystykę selektywności



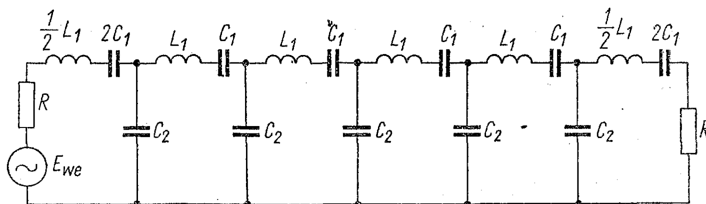
Rys. 6-12. Charakterystyka selektywności filtru mechanicznego

filtru mechanicznego. Dobra selektywność jest uzyskiwana przede wszystkim dzięki dużej dobroci rezonatorów (rzędu 10000, czyli 50 do 100 razy większej niż dobroć obwodów rezonansowych *LC*). Duża wartość dobroci umożliwia konstruowanie filtrów mechanicznych przy stosunkowo dużych częstotliwościach, przy takich samych jak w filtrach *LC* szerokościach wstęgi i stromościach zboczy. Są znane konstrukcje filtrów mechanicznych przy częstotliwościach od 60 kHz do 1 MHz. Nie są to wartości graniczne, lecz ze względów konstrukcyjnych najdogodniejsze.

W filtrach mechanicznych, podobnie jak w filtrach kwarcowych, dla uzyskania selektywności wykorzystuje się zjawisko rezonansu drgań mechanicznych. W filtrze kwarcowym sprzężenie między rezonatorami kwarcowymi dokonywane jest elektrycznie. Rezonatory w filtrze mechanicznym sprzęga się między sobą mechanicznie za pomocą elementów mechanicznych zwanych sprzęgaczami. Na obu końcach filtru umieszcza się przetworniki elektromechaniczne sprzęgające filtr mechaniczny z obwodami elektrycznymi. Na rys. 6-13 pokazano analogię elektryczną filtru mechanicznego, o sześciu rezonatorach dyskowych.

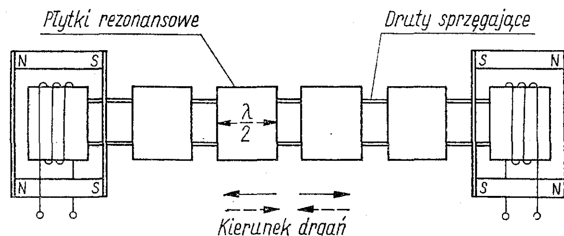
Są możliwe różne konstrukcje filtrów mechanicznych; najpopularniejsze są trzy typy. W jednym są stosowane płaskie płytki prostokątne połączone za pomocą cienkich drutów w swojego rodzaju układ drabinkowy. W innym są sto-

sowane cylindryczne pręty o zmiennej grubości, które mogą wykorzystywać albo drgania wzdłużne, albo skrętne. W trzecim typie filtrów są stosowane płaskie dyski sprzężone za pomocą drutów.



Rys. 6-13. Analogia elektryczna filtru mechanicznego o sześciu rezonatorach dyskowych

W filtrze drabinkowym [6-10, 6-11] jako rezonatory są stosowane półfalowe podłużne, płaskie płytki metalowe, połączone z sobą za pomocą drutów sprzęgających, jak to pokazano na rys. 6-14. Płytki te na zmianę rozszerzają się i kurczą wzdłuż głównej osi filtru, a cienkie druciki zapewniają elastancyjne[1]) sprzężenie. Płytki mają długość równą połowie długości fali przy środkowej częstotliwości filtru. Dla płytek wykonanych ze stali nierdzewnej wymiar ten przy częstotliwości 455 kHz wynosi około 6,5 mm. Szerokość pasma filtru zależy od sprzężenia między płytkami i jest określona wymiarami drucików sprzęgających i ich miejscem zamocowania do płytek. Przy określonej długości i położeniu drucików szerokość pasma jest w przybliżeniu proporcjonalna do powierzchni przekroju drucików.



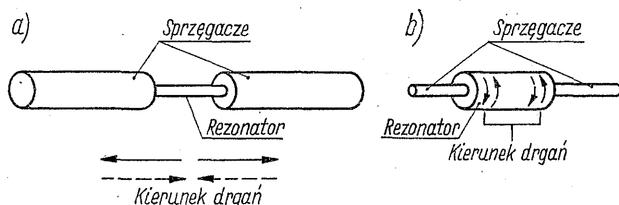
Rys. 6-14. Filtr mechaniczny typu drabinkowego

Stromość zboczy filtrów jest określona liczbą płytek rezonansowych w układzie. Skrajne płytki są wykonane z niklu lub innego materiału magnetostrykcyjnego. Cewka przetwornika wytwarza zmienne pole magnetyczne, pobudzające płytkę do drgań. Ponieważ efekt magnetostrykcyjny nie rozróżnia kierunku pola, jest potrzebny trwały magnes, dzięki któremu natężenie pola wypadkowego ma zawsze jeden kierunek, a jego wartość zależy od prądu płynącego przez cewkę. Do zamiany drgań mechanicznych na drgania elektryczne jest wykorzystywany na drugim końcu filtru odwrotny efekt magnetostrykcyjny. Do zestrojenia cewki przetwornika na środkową częstotliwość filtru jest zwykle stosowany zewnętrzny kondensator.

W filtrze prętowym [6-12÷6-14] można wykorzystywać albo drgania wzdłużne, albo skrętne, jak pokazano na rys. 6-15. W filtrze z drganiami wzdłużnymi stosuje

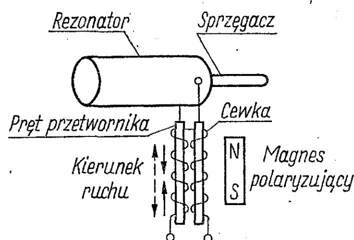
[1]) Analogia do pojemnościowego w układach elektrycznych (przyp. red.).

się kilka rezonatorów prętowych o małej średnicy (z których każdy ma długość $\frac{1}{2}$ fali), drgających równolegle do podłużnej osi filtru. Elementy o dużej średnicy dają sprzężenie bezwładnościowe[1]) między rezonatorami. Sprzężenie, a zatem i szerokość pasma są określone wymiarami tych elementów. Tak jak i w innych rodzajach filtrów stromość zboczy jest określona liczbą rezonatorów.

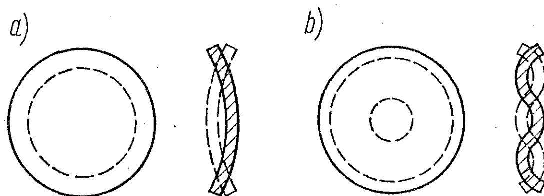


Rys. 6-15. Elementy filtru prętowego: a) drgania wzdłużne; b) drgania skrętne

W filtrze typu skrętnego (rys. 6-15b) role elementów o małej i dużej średnicy są zamienione. W filtrze takim elementy o dużej średnicy są rezonatorami drgającymi skrętnie, a pręty o małej średnicy sprzęgają elastancyjnie rezonatory. Długość i średnica sprzęgacza określa szerokość pasma filtru. W przetworniku filtru skrętnego jest stosowana para prętów ferrytowych drgających wzdłużnie, zamocowanych stycznie do rezonatora pobudzanego do drgań skrętnych, po jego przeciwnych stronach, jak pokazano na rys. 6-16. Cewki otaczające każdy



Rys. 6-16. Przetwornik filtru skrętnego



Rys. 6-17. Rodzaje drgań dysków: a) jedna linia węzłów; b) dwie linie węzłów

pręt są połączone tak, by wytwarzać pola magnetyczne o kierunkach przeciwnych. Jednoczesne oddziaływanie zmiennego pola magnetycznego i stałego pola magnetycznego pochodzącego od magnesu daje w efekcie siły działające przeciwsobnie na rezonator, nie powodując ruchów zginających i drgań pasożytniczych.

W najbardziej rozpowszechnionych filtrach mechanicznych są stosowane dyski drgające zginająco [6-15, 6-16], jak to pokazano na rys. 6-17. Poniżej 200 kHz są na ogół stosowane dyski z jedną kołową linią węzłów, a między 200 a 600 kHz z dwiema kołowymi liniami węzłów[2]). Przy ustalonym rodzaju drgań i grubości dysku im mniejsza jest częstotliwość, tym większa jego średnica. Dla określonej częstotliwości im cieńszy jest dysk, tym mniejsza jest jego średnica.

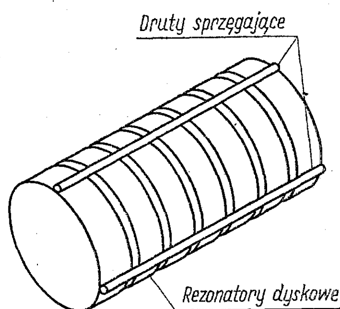
[1]) Analogia do sprzężenia indukcyjnego w układach elektrycznych (przyp. red.).

[2]) Drgania radialne drugiego rzędu (przyp. red.).

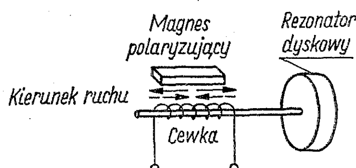
Aby odsunąć częstotliwości drgań pasożytniczych jak najdalej od pasma przenoszenia, należy wybrać optymalny stosunek między średnicą a grubością dysku.

Dyski filtru są sprzężone ze sobą za pomocą drutów, jak to pokazano na rys. 6-18. Zwykle jest stosowane sprzężenie styczne na brzegach dysków, lecz w filtrach szerokopasmowych lepsze efekty daje sprzężenie ich środków. Mniejsza wartość impedancji w środku dysku powoduje, że cienki drut sprzęgający w środku daje taki sam efekt przenoszenia energii jak gruby drut zamocowany w punktach o dużej impedancji, leżących na obrzeżu dysku. Wymagania stawiane szerokości pasma filtru określają wymiary drutów sprzęgających i ich liczbę. Zwiększenie wymiarów drutów sprzęgających lub wzrost ich liczby poszerza pasmo przenoszenia.

Wymagana selektywność lub współczynnik prostokątności charakterystyki przenoszenia określa liczbę rezonatorów dyskowych. Im większa jest względna szerokość pasma, tym mniejsza liczba dysków jest potrzebna do uzyskania określonego współczynnika prostokątności.



Rys. 6-18. Sposób sprzęgania rezonatorów dyskowych



Rys. 6-19. Przetwornik filtru dyskowego

Nierównomierność tłumienia w pasmie przenoszenia (falowanie) zależy od wielu czynników, do których należą różnice dostrojenia dysków, sprzężenie, impedancja obciążenia, dobroć elementów drgających. Oprócz tego wielkość zmian tłumienia w pasmie przenoszenia wzrasta z liczbą dysków drgających i zależy od typu zastosowanego przetwornika elektromechanicznego.

Na rys. 6-19 pokazano przetwornik stosowany w filtrach typu dyskowego. Można go stosować zarówno przy pobudzaniu rezonatora w jego środku (pokazanym na rysunku) jak przy pobudzaniu na obrzeżu. Długość pręta przetwornika jest całkowitą wielokrotnością ćwiartek długości fali; działa on jako rezonator o małej dobroci drgający wzdłużnie. Do budowy przetworników opracowano specjalne stopy żelazo-niklowe i ferryty. Przetworniki wykonane z ferrytu mają większy współczynnik sprzężenia elektromechanicznego niż przetworniki ze stopów żelazo-niklowych. Przy odpowiednim dostrojeniu obciążenia elektrycznego, przy zastosowaniu przetworników ferrytowych można zmniejszyć nierównomierność tłumienia w pasmie przenoszenia z około 2 dB (dla filtrów z przetwornikiem drutowym) do 0,5 dB.

O stratach w filtrze decydują głównie przetworniki elektromechaniczne. Dobroci dysków rezonansowych są tak duże, że w systemie mechanicznym filtru straty energii są bardzo małe. Para przetworników z prętem ferrytowym wnosi straty od nieomal 0 do 6 dB. Para przetworników ze stopu żelazo-niklowego

wnosi straty od 5 do 12 dB. Straty te są powodowane głównie prądami wirowymi i wzrastają z częstotliwością.

Większość filtrów mechanicznych i kwarcowych jest projektowana metodą parametrów falowych. Duża dobroć stosowanych elementów drgających zapewnia dobre przybliżenie teoretycznie potrzebnych elementów bezstratnych. Przez odpowiednie dobranie elektrycznych i mechanicznych impedancji obciążenia filtrów charakterystyka w pasmie przenoszenia może być stosunkowo płaska (nierównomierność 3 dB lub mniej). Filtry mechaniczne można konstruować również tak, aby otrzymać charakterystykę Butterwortha lub Czebyszewa. Jest wówczas wymagane odpowiednie dobranie sprzężeń między różnymi rezonatorami i prawidłowe obciążenie ogniw końcowych. Na ogół uważa się, że uzyskiwalna w tym przypadku poprawa kształtu charakterystyki przenoszenia nie jest warta trudności związanych z projektowaniem i strojeniem tego rodzaju filtrów.

W filtrach mechanicznych występują niepożądane spadki tłumienia, spowodowane występowaniem niepożądanych rezonansów mechanicznych. Przez odpowiednią konstrukcję filtru częstotliwości tych niepożądanych rezonansów można odsunąć dostatecznie daleko od pasma przenoszenia w miejsce, gdzie inne obwody układu dają już dostateczne tłumienie. Na przykład filtr o częstotliwości środkowej wynoszącej 500 kHz może mieć w odległości zaledwie 50 kHz, niepożądany spadek tłumienia wynoszący 40 dB. Wymagane w tym miejscu tłumienie wynosi minimum 80 dB. Cztery pojedyncze obwody rezonansowe o dobroci 15 dostrojone do częstotliwości 500 kHz dają w odległości 50 kHz tłumienie 40 dB. Sumaryczne więc tłumienie filtru i obwodów rezonansowych na rozważanej częstotliwości wyniesie 80 dB. Wierzchołek krzywej rezonansowej wyżej wymienionych czterech obwodów rezonansowych dla szerokości pasma 8 kHz ma spadek wynoszący 1 dB. Zatem kształt wierzchołka charakterystyki filtru praktycznie się nie zmienia. Obwody rezonansowe mogą być wykorzystane jako obciążenia anodowe między poszczególnymi stopniami wzmacniacza p.cz.

6-5. Filtry piezoceramiczne

Jako materiał na rezonatory elektromechaniczne można stosować oprócz kwarcu również inne materiały piezoelektryczne. Mogą to być na przykład piezoelektryczne dyski ceramiczne. Układ zastępczy takiego dysku jest podobny do układu zastępczego rezonatora kwarcowego, pokazanego na rys. 6-3. Wartości elementów układu zastępczego dysku filtru przy częstotliwości 455 kHz mogą wynosić:

$$C_1 = 12\ \text{pF} \qquad C_0 = 325\ \text{pF}$$
$$L_1 = 10\ \text{mH} \qquad R = 75\ \Omega$$
$$Q = 400$$

Należy zwrócić uwagę, że stosunek C_1/C_0 jest tutaj znacznie większy niż w rezonatorze kwarcowym. Z równania (6-5) można w przybliżeniu obliczyć odstęp między częstotliwościami rezonansu szeregowego i równoległego krążka:

$$\Delta f \approx \frac{f_s C_1}{2C_0} = \frac{455 \cdot 12}{2 \cdot 325} = 8{,}4\ \text{kHz}$$

Przy tak dużym odstępie między rezonansem szeregowym a rezonansem równoległym dyski ceramiczne można stosować w filtrze o strukturze drabinkowej,

podczas gdy przy rezonatorach kwarcowych ze względu na mniejszą wartość stosunku C_1/C_0 jest to na ogół niemożliwe.

W filtrze drabinkowym można stosować albo same rezonatory ceramiczne, albo rezonatory w kombinacjach szeregowych lub równoległych z równolegle lub szeregowo włączonymi kondensatorami. Zależność służącą do obliczenia filtrów drabinkowych z krążków piezoceramicznych można wyprowadzić metodą parametrów falowych [6-17]. Podstawowe ogniwo typu T lub typu π dzieli się na dwa ogniwa typu L, z których każde składa się z rezonatora szeregowego i równoległego. Częstotliwości rezonansu szeregowego dysku szeregowego i rezonansu równoległego dysku równoległego powinny być równe środkowej częstotliwości pasma przenoszenia. Aby uzyskać żądaną stromość zboczy charakterystyki można łączyć kilka ogniw typu L.

Aby filtr był w pełni symetryczny, na końcu drabinki filtru włącza się dodatkowy rezonator. Ceramiczne filtry drabinkowe są stosowane w zakresie od 300 do 1000 kHz i mają szerokości pasma wynoszące od 0,44 do 10% częstotliwości środkowej. Zatem filtry ceramiczne o częstotliwościach pracy leżących blisko dolnej granicy wymienionego zakresu częstotliwości i mające najmniejszą względną szerokość pasma nadają się do wydzielania wstęg bocznych. Ze względu na ograniczoną dobroć dysków ceramicznych, filtry tego typu, przeznaczone do urządzeń SSB, nie mają tak płaskich charakterystyk w pasmie przepuszczania jak filtry kwarcowe lub mechaniczne. Z drugiej strony, bardziej zaokrąglony wierzchołek charakterystyki daje w pasmie przenoszenia bardziej liniową charakterystykę przesunięcia fazowego.

Literatura

6-1. Fred M. Berry: A Filter Design for the Single Sideband Transmitter. *QST*, June 1949 pp. 29–35.
6-2. Reference Data for Radio Engineers, 4 ed., pp. 193–245. International Telephone and Telegraph Corporation, New York 1956.
6-3. Philips R. Geffe: Computer-prepared Tables Enable Design of Ultraflat Networks. *Electron. Design*, Aug. 31 1960.
6-4. W. P. Mason: Electrical Wave Filters Employing Quartz Crystals as Elements, *Bell System Tech. J.*, July 1934, pp. 405–452.
6-5. E. A. Guillemin: Communications Networks, vol. 2, chap. 10. John Wiley and Sons, Inc., New York 1935.
6-6. R. A. Heising: Quartz Crystals for Electrical Circuits. D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N. J. 1946.
6-7. W. P. Mason: Piezoelectric Crystals and Their Application to Ultrasonics. D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N. J. 1950.
6-8. P. Vigoureaux, C. F. Booth: Quartz Vibrators and Their Application, pp. 227–230. His Majesty's Stationary Office, London 1951.
6-9. W. P. Mason: Electrical Wave Filters Employing Quartz Crystals as Elements. *Bell System Tech. J.*, July 1934, pp. 405–452.
6-10. R. Adler: Compact Electromechanical Filters. *Electronics*, April 1947, pp. 100–105.
6-11. S. P. Lapin: Electromechanical Filters. *Radio T. V. News*, December 1953, pp. 9–10; *Proc. Natl. Electronics Conf.*, February 1954, pp. 353–362.
6-12. R. W. George: Electromechanical Filters for 100 kc Carrier and Sideband Selection *Proc. IRE*, January 1956, pp. 14–18.

6-13. L. L. Burns, W. Van B. Roberts: Mechanical Filters for Radio Frequencies, *RCA Rev.*, September 1949, pp. 348–365.
6-14. L. L. Burns: A Bandpass Mechanical Filter for 100 kc. *RCA Rev.*, March 1952, pp. 34–36.
6-15. M. L. Doelz, J. C. Hathaway: How to Use Mechanical I-F Filters. *Electronics*, March 1953, pp. 138–142.
6-16. J. C. Hathaway, D. F. Babcock: Survey of Mechanical Filters and Their Application. *Proc. IRE*, January 1957, pp. 5–16.
6-17. D. R. Curran, J. W. Gerber: Piezoelectric I-F Filters. *Proc. Electron. Components Conf.*, 1950, pp. 160–165.

7. WZBUDNIKI JEDNOWSTĘGOWE

Wzbudnik nadajnika telegraficznego A1 lub nadajnika telefonicznego AM ma za zadanie dostarczyć odpowiednią moc fali ciągłej w.cz., niezbędną do wysterowania wzmacniacza mocy. Zwykle, aby uzyskać odpowiednią częstotliwość wyjściową, stosuje się generatory i powielacze, a wymagana stabilność częstotliwości jest niezbyt wielka. Wzbudnik jednowstęgowy ma za zadanie zamienić w drodze kolejnych przemian częstotliwości sygnał wyjściowy z generatora SSB lub inny złożony sygnał, na żądane pasmo wyjściowe danego kanału wielkiej częstotliwości. We wzbudniku jednowstęgowym przemiana na żądaną częstotliwość nie może powodować zniekształceń. Wyklucza to zastosowanie powielaczy częstotliwości, jakie stosuje się we wzbudnikach sygnałów telegraficznych i telefonicznych AM. We wzbudnikach jednowstęgowych wysokiej jakości stosuje się mieszacze częstotliwości i wzmacniacze o małych zniekształceniach. Generatory wzbudników jednowstęgowych muszą mieć lepszą stabilność częstotliwości. Wzbudnik SSB analogicznie jak wzbudnik nadajnika telegraficznego lub telefonicznego AM musi dostarczyć odpowiedniej mocy wyjściowej do wysterowania wzmacniacza mocy. Ponieważ mieszacze pracują zwykle z małym poziomem mocy, konieczne jest duże wzmocnienie mocy przy częstotliwości wyjściowej.

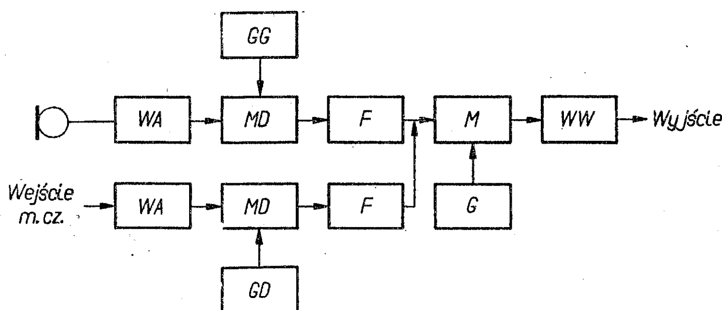
7-1. Najprostsze wzbudniki

Na rys. 7-1 pokazano schemat blokowy prostego wzbudnika jednowstęgowego. Często wzbudnik jest wbudowany w nadajnik SSB jako jego integralna część składowa. Jednak niezależnie od tego, czy jest to oddzielny zespół, czy część związana z nadajnikiem, schemat blokowy wzbudnika zawiera zasadnicze elementy pokazane na rys. 7-1. Do wejścia wzmacniacza małej częstotliwości jest dołączony mikrofon lub linia telefoniczna. Po wzmocnieniu, sygnał jest doprowadzony do modulatora zrównoważonego i filtru, tworzących tzw. generator SSB. Wyjścia górnej i dolnej wstęgi bocznej są dołączone równolegle przez odpowiednie układy separujące. Filtry mogą przenosić tę samą lub dwie różne informacje, zależnie od rodzaju sygnałów przychodzących z dwu linii m.cz. Wymagania oraz parametry techniczne dotyczące górnej wstęgi są ujednolicone i przyjęte przez wiele komitetów technicznych zajmujących się zagadnieniami SSB. Rys. 7-1 przedstawia układ z jedną przemianą częstotliwości. Układ ten jest stosowany tylko w prostych wzbudnikach, których obwody rezonansowe

wzmacniacza wielkiej częstotliwości zapewniają dostateczne tłumienie częstotliwości lustrzanych oraz częstotliwości heterodyn. Przy pracy w zakresie większych częstotliwości trzeba stosować bardziej złożone układy przemiany.

W zastosowaniach radiowych są wykorzystywane wyjściowe częstotliwości modulatora leżące między 50 kHz a 6 MHz. Powyżej 500 kHz, do wybrania wstęgi bocznej zwykle trzeba stosować filtry kwarcowe, natomiast w dolnym końcu zakresu stosuje się filtry *LC* (20÷100 kHz) oraz filtry elektromechaniczne (60÷1000 kHz).

Aby napięcie wyjściowe żądanego kanału częstotliwościowego zawierało jak najmniej zniekształceń, mieszacz wzbudnika musi pracować w sposób liniowy, zapewniający pracę bez zniekształceń. Mieszacze rzadko pracują z poziomem mocy wyjściowej przekraczającym 0,5 mW, dlatego w celu uzyskania żądanego poziomu wyjściowego, wynoszącego w większości przypadków 0,1÷10 kW, stosuje się odpowiednie wzmacniacze.



Rys. 7-1. Układ wzbudnika z jednym mieszaczem:

WA — wzmacniacz m.cz.; *MD* — modulator zrównoważony; *GG* — generator górnej wstęgi; *GD* — generator dolnej wstęgi; *F* — filtr jednowstęgowy; *M* — mieszacz; *G* — generator w.cz.; *WW* — wzmacniacz w.cz.

Ponieważ w typowym wzbudniku jednowstęgowym niezbędne jest duże wzmocnienie przy częstotliwości wyjściowej, występują często poważne problemy z zapewnieniem odpowiedniej stabilności układu z wyeliminowaniem niepożądanych dodatnich sprzężeń zwrotnych. Całkowite wzmocnienie układu od wyjścia ostatniego mieszacza do wejścia na wzmacniacz mocy może wynosić nawet 50 dB. Należy więc zwrócić baczną uwagę na ekranowanie i odsprzężenie wszystkich wzmacniaczy pracujących kaskadowo.

Możliwość wyeliminowania niepożądanych składowych widma wyjściowego mieszacza leżącego poza żądanym pasmem zależy od zastosowanych we wzbudniku obwodów rezonansowych. Dostateczna liczba obwodów strojonych, ich staranne ekranowanie i odpowiednia dobroć mogą zapewnić wymagane tłumienie sygnałów niepożądanych.

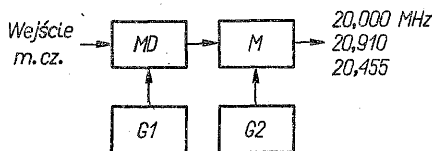
W dalszych rysunkach i rozważaniach dotyczących częstotliwości składowych wzbudnika, częstotliwość wyjściowa z modulatora zrównoważonego zostanie przyjęta jako częstotliwość stłumionej nośnej lub nośnej pilotującej. Rzeczywiste pasmo składowych sygnału rozciąga się powyżej i poniżej częstotliwości nośnej. Aby uprościć rysunki i towarzyszące im objaśnienia, zasada ta została przyjęta w całym rozdziale. Sygnał wejściowy modulatora zrównoważonego będzie nazywany sygnałem mowy (małej częstotliwości — m.cz.). Napięcie heterodyny podawane do mieszaczy jest na wszystkich rysunkach nazywane napięciem gene-

ratora, chociaż zrozumiałe jest, że napięcie to może być otrzymane ze złożonego systemu generacyjnego (np. układu syntezy częstotliwości).

Zastosowanie jako wzbudnika prostego układu złożonego z mieszacza i wzmacniacza, jak pokazano na rys. 7-1, jest zwykle ograniczone do zakresu częstotliwości leżących poniżej 10 MHz. Aby rozszerzyć zakres częstotliwości wzbudnika z jednym mieszaczem do 30 MHz lub wyżej, konieczne jest zwiększenie selektywności do wartości, której nie można uzyskać przez zastosowanie znacznej liczby równoległych obwodów rezonansowych o małej dobroci. Jeśli można ograniczyć się do pracy przy ustalonych częstotliwościach, to przy zastosowaniu filtru kwarcowego mającego odpowiednie pasmo przenoszenia i odpowiednie tłumienie poza pasmem, można rozszerzyć zakres zastosowań tego układu najwyżej do 30 MHz. Zastosowanie filtru kwarcowego do wzbudnika z pojedynczą przemianą w wyższych zakresach częstotliwości jest ograniczone jedynie możliwością wykonania filtru kwarcowego na zakres fal krótkich lub UKF z płaskim odcinkiem charakterystyki w pasmie przenoszenia, mającego wymagane tłumienie poza pasmem.

7-2. Wzbudniki z podwójną przemianą częstotliwości

Problem filtracji we wzbudnikach o jednej przemianie częstotliwości jest najłatwiej zilustrować przez podanie typowego przykładu. Przyjmijmy modulator o częstotliwości wyjściowej 455 kHz podawanej na mieszacz, na wyjściu którego chcemy uzyskać częstotliwość 20 MHz; częstotliwość ostatniego generatora, zwanego często kanałowym, musi być o 455 kHz większa lub mniejsza od 20 MHz. Na rys. 7-2 pokazano pierwszy z wymienionych przypadków. Częstotliwość generatora daje po zmieszaniu żądaną częstotliwość różnicową 20 MHz, a po-

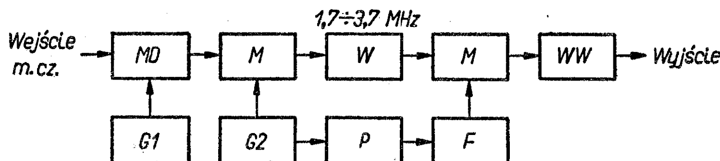


Rys. 7-2. Częstotliwości sygnałów na wyjściu mieszacza

MD — modulator zrównoważony; *G1* — generator 455 kHz; *M* — mieszacz; *G2* — generator w.cz. 20,455 MHz

nadto na wyjściu wystąpią: częstotliwość nośna 20,455 MHz oraz częstotliwość sumacyjna mieszania 20,910 MHz. Poziom napięcia o częstotliwości heterodyny 20,455 MHz doprowadzanego do mieszacza jest zazwyczaj dużo wyższy niż poziom doprowadzanego doń napięcia sygnału SSB. Stosunek tych napięć jest zazwyczaj nie mniejszy niż 10:1. Z tego względu poziom niepożądanej częstotliwości nośnej na wyjściu mieszacza jest bardzo duży i wymaga często stosowania układu mieszacza zrównoważonego dla częstotliwości generatora kanałowego. Jeśli tłumienie częstotliwości heterodyny w takim rozwiązaniu dzięki symetrii układu jest dostateczne, problemem może być odpowiednie stłumienie częstotliwości sumacyjnej. W podanym przykładzie, częstotliwość sumacyjna jest odległa o 4,5% od żądanej częstotliwości wyjściowej, a częstotliwość heterodyny tylko o 2,25%. Umożliwia to odpowiednie stłumienie niepożądanej częstotliwości sumacyjnej bez konieczności stosowania dużej liczby obwodów rezonansowych. Nawet jeśli jest stosowany modulator zrównoważony, nie jest celowe rozszerzanie zakresu częstotliwości wzbudnika z pojedynczą przemianą częstotliwości na cały zakres fal krótkich. Np. w zakresie do 2 do 30 MHz układ z podwójną przemianą umożliwia zastosowanie niewielkiej liczby obwodów strojonych bez pogorszania

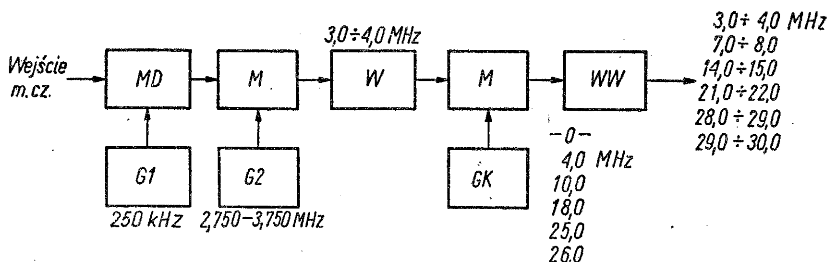
tłumienia sygnałów niepożądanych. Kilka układów z podwójną przemianą pokazano na rys. 7-3 i 7-4. Składowe częstotliwości występujące w różnych częściach układów są pokazane na rysunkach. Układ z rys. 7-3 stosowany w wojskowych urządzeniach lotniczych produkcji firmy Collins (USA) typu AN/ARC-58 wymaga stosowania bardzo stabilnego generatora w zakresie od 2 do 4 MHz, ponieważ jego częstotliwość jest na najwyższym zakresie mnożona przez 8. Wobec tego każda odchyłka częstotliwości tego generatora jest również mnożona przez 8.



Rys. 7-3. Wzbudnik z dwoma mieszaczami typu AN/ARC-58 firmy Collins Radio Company

MD — modulator zrównoważony; *G1* — generator 300 kHz; *M* — mieszacz; *G2* — generator przestrajany w zakresie 2÷4 MHz; *W* — wzmacniacz przestrajany w zakresie 1,7÷3,7 MHz; *P* — powielacz częstotliwości ×1, ×3, ×7; *F* — filtr; *WW* — wzmacniacz w.cz.

Częstotliwość modulatora zrównoważonego [kHz]	Częstotliwość wyjściowa powielacza częstotliwości [MHz]	Częstotliwość przestrajanego wzmacniacza p.cz. [MHz]	Częstotliwość wyjściowa [MHz]
300		1,7÷3,7	1,7÷ 3,7
300	2,0÷ 4,0	1,7÷3,7	3,7÷ 7,7
300	6,0÷12,0	1,7÷3,7	7,7÷15,7
300	14,0÷28,0	1,7÷3,7	15,7÷31,7



Rys. 7-4. Wzbudnik stosowany przez radioamatorów

MD — modulator zrównoważony; *G1* — generator 250 kHz; *M* — mieszacz; *G2* — generator przestrajany VFO; *W* — wzmacniacz przestrajany w zakresie 3,0÷4,0 MHz; *GK* — generator kwarcowy; *WW* — wzmacniacz w.cz.

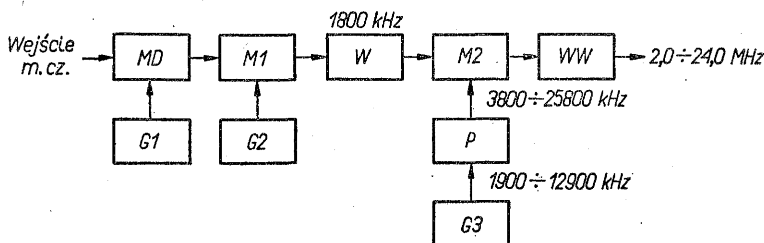
We wzbudnikach urządzeń pracujących przy ustalonych częstotliwościach stosuje się pojedyncze generatory stabilizowane kwarcowo. W układach bardziej rozbudowanych wykorzystuje się różne odmiany układów syntezy częstotliwości. Zaletą przedstawionego układu jest bardzo niewielka zawartość niepożądanych składowych widma w zakresie częstotliwości pracy. Sygnał 300 kHz niosący informację jest mieszany z napięciem następnego generatora, pracującego w zakresie od 2 do 4 MHz. Częstotliwość różnicowa leżąca w zakresie od 1,7 do 3,7 MHz jest wybierana przez wzmacniacz przestrajany, którego obwody są mechanicznie sprzężone z obwodami generatora częstotliwości 2 do 4 MHz

oraz z wyjściowymi obwodami strojonymi. W tablicy przy rys. 7-3 wymieniono częstotliwości występujące we wzbudniku niezbędne do pokrycia zakresu 1,7 do 31,7 MHz. Ponieważ częstotliwość generatora, która jest podawana do pierwszego mieszacza, jest jednocześnie po powieleniu (1,3 lub 7 razy) kierowana do drugiego mieszacza, częstotliwość dostrojenia wzmacniacza przestrajanego 1,7÷3,7 MHz oraz częstotliwość generatora przestrajanego od 2÷4 MHz jednocześnie przesuwają się w skali częstotliwości tak, aby uniknąć produktów nieliniowości niskiego rzędu pokrywających się z żądaną częstotliwością wyjściową. Zagadnienie występowania na wyjściu mieszacza niepożądanych składowych widma wyższych rzędów, pokrywających się z żądanymi częstotliwościami pasma, będzie omówione w dalszej części rozdziału.

Wzbudnik mogący znaleźć zastosowanie w nadajnikach ręcznie strojonych, które są typowe dla urządzeń amatorskich, jest pokazany w uproszczonej postaci na rys. 7-4. Krótkotrwała stabilność częstotliwości takiego wzbudnika musi zapewnić utrzymywanie raz nastawionej częstotliwości z taką dokładnością, aby w czasie transmisji uchyb częstotliwości nie przekraczał wielkości powodującej pogorszenie się zrozumiałości mowy. Taka stabilność częstotliwości nie może być uzyskana w prosty sposób przy zastosowaniu generatora przestrajanego (VFO) we wzbudniku z pojedynczą przemianą częstotliwości, ponieważ błąd generatora będzie zwielokrotniony przy przechodzeniu w zakres częstotliwości radiowych. Prawidłowy sposób wykorzystania we wzbudniku generatora przestrajanego pokazano schematycznie na rys. 7-4. Układ zawiera generator przestrajany zapewniający wygodne i ekonomiczne nastawianie częstotliwości oraz generator kwarcowy dostarczający do drugiego mieszacza wybierane częstotliwości o dużej stabilności. Ponieważ częstotliwość generatora kwarcowego stanowi przeważającą część częstotliwości wyjściowej, przeto jego stabilność w głównej mierze decyduje o stabilności częstotliwości wyjściowej. Fakt ten skłania do stosowania stosunkowo niewielkiej częstotliwości pracy zarówno VFO jak i pierwszego modulatora zrównoważonego. Wzbudnik, w którym stosuje się generator przestrajany i generator kwarcowy, można zastosować do pokrycia pełnego zakresu częstotliwości stosując: zespół rezonatorów kwarcowych o częstotliwościach różniących się o 1 MHz oraz generator przestrajany VFO pokrywający zakres 1 MHz. Jednak trzeba pamiętać, że przy pewnych częstotliwościach wystąpią duże trudności z sygnałami niepożądanymi (np. przy częstotliwości równej drugiej harmonicznej generatora przestrajanego).

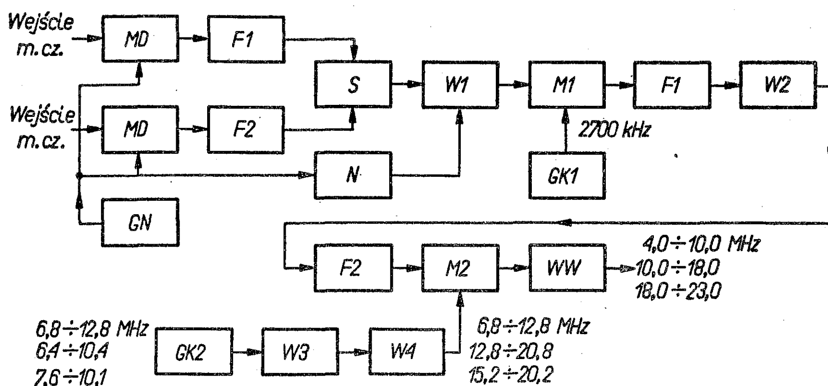
Blokowy schemat układu wzbudnika stanowiącego część nadajnika lotniczego pokazano na rys. 7-5 [7-1]. Modulator zrównoważony pracuje przy częstotliwości 300 kHz. W pierwszym zrównoważonym mieszaczu sygnał jednowstęgowy jest mieszany z napięciem o częstotliwości 1500 kHz, a następnie wybiera się częstotliwość sumacyjną 1800 kHz. Po wzmocnieniu sygnał 1800 kHz jest mieszany z podwojoną częstotliwością generatora przestrajanego, leżącą w zakresie 3,8÷÷25,8 MHz. Na wyjściu jako sygnał żądany otrzymuje się częstotliwość różnicową leżącą w zakresie od 2 do 24 MHz. Synchronizując częstotliwość generatora co 250 Hz, stabilizowaną częstotliwość wyjściową uzyskuje się w odstępach co 500 Hz w zakresie 2 do 24 MHz. Wzbudnik stanowiący część nadajnika szeroko stosowanego przez towarzystwa telefoniczne i w wojsku w łączności między stałymi punktami pokazano na rys. 7-6. We wzbudniku tym również stosuje się układy z podwójną przemianą częstotliwości w celu pokrycia zakresu od 4 do 23 MHz. Sygnały górnej i dolnej wstęgi są wytwarzane wokół częstotliwości 100 kHz. Układ ten zapewnia możliwość emitowania fali nośnej o żądanym

poziomie przy pracy z nośną pilotującą. Pierwszy mieszacz pracuje w układzie zrównoważonym z generatorem o stałej częstotliwości 2,7 MHz. Drugi generator kwarcowy pracuje przy ustalonych częstotliwościach leżących w zakresie 6,8 do 12,8 MHz zapewniając po ewentualnym powieleniu uzyskanie zakresu częstotliwości drugiej heterodyny 6,8÷20,8 MHz. Zakresy częstotliwości pokazane na schemacie blokowym umożliwiają określenie częstotliwości pracy generatora i powielacza dla dowolnej żądanej częstotliwości wyjściowej.



Rys. 7-5. Wzbudnik radiotelefonu lotniczego typu AN/ARC-65 firmy Radio Corporation of America

MD — modulator zrównoważony; *G1* — generator 300 kHz; *M1* — mieszacz zrównoważony; *G2* — generator 1500 kHz; *W* — wzmacniacz częstotliwości 1800 kHz; *M2* — mieszacz zrównoważony; *P* — podwajacz częstotliwości; *G3* — generator przestrajany; *WW* — wzmacniacz w.cz.



Rys. 7-6. Wzbudnik nadajnika typu LD-T2 produkcji firmy Western Electric Company

MD — modulator zrównoważony; *GN* — generator 100 kHz; *F1* — filtr o pasmie przenoszenia 100,1÷106,0 kHz; *F2* — filtr o pasmie przenoszenia 94,0÷99,9 kHz; *S* — układ sumujący; *N* — układ podstawiania nośnej; *W1* — wzmacniacz 100 kHz; *M1* — I mieszacz zrównoważony; *GK1* — pierwszy generator kwarcowy; *F1* — filtr pasmowy o częstotliwości 2800 kHz; *W2* — wzmacniacz częstotliwości 2800 kHz; *F2* — filtr; *M2* — II mieszacz zrównoważony; *WW* — wzmacniacz w. cz.; *GK2* — drugi generator kwarcowy; *W3* — wzmacniacz; *W4* — wzmacniacz lub powielacz

Na przykładzie kilku typowych wzbudników przedstawionych na rys. 7-1 do 7-6 pokazano możliwe warianty układów i przyjętych częstotliwości. Wybór innych wersji układowych pokrywających szczególne zakresy częstotliwości może być oczywiście dokonany przez projektującego. Jak pokazano na rysunkach,

7*

wszystkie wzbudniki jednak można podzielić na wzbudniki o pojedynczej, podwójnej lub wielokrotnej przemianie częstotliwości.

7-3. Przemiana częstotliwości

Jak już poprzednio stwierdzono, do zasadniczych zadań wzbudników jednowstęgowych należy przemiana częstotliwości. W układzie przemiany częstotliwości pasmo częstotliwości sygnału SSB jest przesuwane na żądaną częstotliwość wyjściową. Układ przemiany częstotliwości w węższym znaczeniu tego słowa jest nazwany mieszaczem. Nazwę tę stosuje się do układu wytwarzającego z dwóch napięć w. cz. złożony sygnał wyjściowy, z którego wybiera się sumę lub różnicę częstotliwości.

Zagadnienie przemiany częstotliwości będzie omówione szczegółowo, ponieważ stanowi ono wyjątkowo ważną funkcję wzbudnika jednowstęgowego.

W celu uniknięcia dwuznaczności pewne określenia stosowane w dalszej części zostaną wyjaśnione poniżej.

Składowe niepożądane są to składowe widma na wyjściu mieszacza o częstotliwościach różnych od żądanej sumy lub różnicy częstotliwości wejściowych.

Składowe wywołujące gwizdy interferencyjne są to niepożądane składowe występujące w pasmie wyjściowym mieszacza.

Składowe zniekształceń intermodulacyjnych stanowią specjalny rodzaj niepożądanych składowych widma wyjściowego mieszacza, których częstotliwości leżą w pasmie przenoszenia wzbudnika. Stanowią one rezultat wzajemnego oddziaływania na siebie składowych sygnału doprowadzonego do mieszacza. Zniekształcenia intermodulacyjne w mieszaczach wywołują powstanie niepożądanych składowych wyjściowych identycznych jak wytwarzane we wzmacniaczu, lecz przesuniętych w skali częstotliwości przez dodanie lub odjęcie częstotliwości generatora.

Zadaniem mieszacza jest dodanie do częstotliwości generatora lub odjęcie od niej częstotliwości sygnału wejściowego. Lampa mająca idealnie liniową zależność między napięciem siatki a prądem anodowym będzie wzmacniała dwa sygnały w. cz. bez wytwarzania nowych składowych częstotliwościowych. Charakterystyka siatkowa $I_a = f(U_s)$ lampy mieszającej musi mieć krzywiznę parzystego rzędu, najlepiej kwadratową (paraboliczną). W idealnym przypadku prąd anodowy musi być niezależny od napięcia anodowego. Prąd anodowy idealnego mieszacza lampowego można wyrazić wzorem

$$i_a = a_2 (u_s + U_{s0} - U_{s\,odc})^2$$

przy czym $|u_s + U_{s0}| \leqslant |U_{s\,odc}|$. U_{s0} jest stałym przedpięciem siatki, a u_s wartością chwilową składowej zmiennej tego przedpięcia. Napięcie $U_{s\,odc}$ jest napięciem odcięcia charakterystyki siatkowej lampy. W przypadku dwóch pojedynczych sygnałów wejściowych o częstotliwościach f_g i f_s, przyłożonych do siatki lampy o takiej charakterystyce, wartość chwilowa prądu anodowego wyniesie

$$i_a = a_2 [A \cos \omega_g t + B \cos \omega_s t + (U_{s0} - U_{s\,odc})]^2$$

przy czym:

$\omega_g = 2\pi f_g$ — pulsacja generatora;
$\omega_s = 2\pi f_s$ — pulsacja sygnału.

Rozwijając otrzymamy

$$i_a = a_2 \left[2 (U_{s0} - U_{s\,odc}) A \cos \omega_g t + \frac{A^2}{2} (1 + \cos 2\omega_g t) + \right.$$

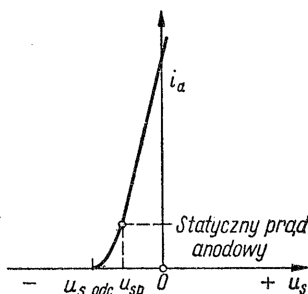
$$+ 2 (U_{s0} - U_{s\,odc}) B \cos \omega_s t + \frac{B^2}{2} (1 + \cos 2\omega_s t) +$$

$$\left. + AB \cos (\omega_g \pm \omega_s) t + (U_{s0} - U_{s\,odc})^2 \right]$$

Prąd anodowy zawiera więc składową stałą $a_2 \left[\frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2} + (U_{s0} - U_{s\,odc})^2\right]$ częstotliwości podstawowe f_g i f_s i ich drugie harmoniczne oraz żądane składowe widma o częstotliwościach równych sumie i różnicy częstotliwości generatora i sygnału. Mieszacz o charakterystyce kwadratowej nie wytwarza składowych zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego i wyższych rzędów między składowymi sygnałów doprowadzonych do jego wejścia. Rzeczywista charakterystyka mieszacza odbiega od idealnej i może być wyrażona przez szereg potęgowy, którego jedna z postaci jest następująca:

$$i_a = a_0 + a_1 u_s + a_2 u_s^2 + a_3 u_s^3 + a_4 u_s^4 + a_5 u_s^5 + \dots$$

Charakterystykę taką pokazano na rys. 7-7. Współczynniki a_1, a_2 i a_3 zmieniają się zależnie od kształtu charakterystyki prądu anodowego w funkcji napięcia siatki sterującej. Rozwinięcie matematyczne powyższego wyrażenia w przypadku doprowadzenia do obwodu siatkowego dwóch napięć o częstotliwościach f_g i f_s wykazuje istnienie składowych wyjściowach o częstotliwościach f_g, f_s, nf_g, mf_s, $f_g \pm f_s$, $f_g \pm 2f_s$, $f_g \pm 3f_s$, $f_g \pm 4f_s$, $2f_g \pm f_s$, $3f_g \pm f_s$, $4f_g \pm f_s$ i innych. Częstotliwości te ogólnie są równe $nf_g \pm mf_s$. n i m są liczbami naturalnymi, przy czym największa wartość



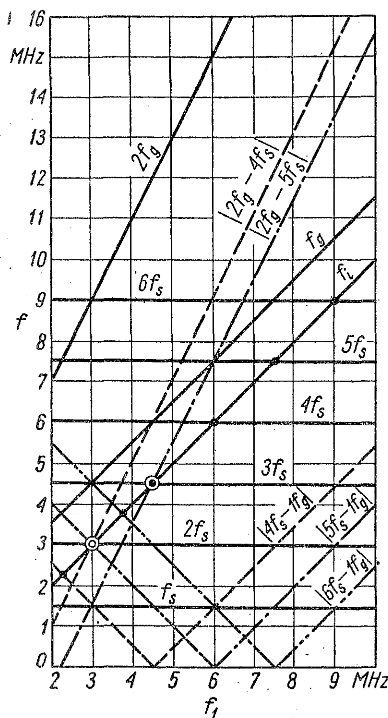
Rys. 7-7. Charakterystyka siatkowa triody

ich sumy może być równa najwyższemu rzędowi wyrażenia potęgowego. Z powyższej analizy widać wyraźnie, że oprócz sumy i różnicy częstotliwości, które są normalnie wybierane, występują inne częstotliwości składowe, które muszą być wyeliminowane przez późniejsze filtrowanie. Tzw. *rząd* składowej widma wyjściowego mieszacza jest równy sumie $n+m$. Składowe danego rzędu są wywołane głównie przez wyraz tego rzędu w szeregu potęgowym wyrażającym charakterystykę mieszacza. Np. składowe trzeciego rzędu są głównie związane z u_s^3, a w mniejszym stopniu z u_s^5 i u_s^7. Niektóre składowe występują tak blisko żądanej częstotliwości pracy, że trudno je usunąć przez filtrację. W przypadku gdy niepożądane

składowe mieszacza pokrywają się z żądaną częstotliwością wyjściową, oczywiście niemożliwe jest uzyskanie jakiegokolwiek stłumienia tych składowych przez filtrowanie, ponieważ nie można ich odróżnić od żądanej składowej widma wyjściowego mieszacza.

7-4. Widmo wyjściowe mieszacza

Mechanizm powstania niepożądanych składowych mieszania stanie się bardziej zrozumiały po prześledzeniu zależności przedstawionych na rys. 7-8. Przedstawiono tu graficznie rozkład częstotliwości wzbudnika razem z niepożądanymi składowymi wyjściowymi mieszacza, które dla dowolnych częstotliwości wyjściowych wzbudnika wynikają ze znanych zależności. Częstotliwości, przy których występuje zrównanie się częstotliwości składowych żądanych z częstotliwościami składowych niepożądanych, są nazywane częstotliwościami „krzyżowymi" lub „gwizdami", ponieważ przy częstotliwościach tych w odbiorniku dostrojonym do wyjścia nadajnika powstają słyszalne gwizdy interferencyjne. W rozpatrywanym



Rys. 7-8. Związki między częstotliwościami w składowych widma wyjściowego mieszacza

Tablica 7-1. Typowe częstotliwości krzyżowe

Częstotliwość	Rząd	Częstotliwość [MHz]
$4f_s - 1f_g$	5	2,25
$5f_s - 1f_g$	6	3,00
$6f_s - 1f_g$	7	3,75
$2f_g - 4f_s$	6	3,00
$2f_g - 5f_s$	7	4,50

wzbudniku przyjęto częstotliwość sygnału 1,5 MHz. Może to być pojedynczy sygnał lub jednowstęgowe widmo mowy. Częstotliwość generatora f_g pokrywająca zakres od 3,5 do 11,5 MHz jest doprowadzona do mieszacza razem z sygnałem 1,5 MHz. Na wyjściu mieszacza jest wybierana częstotliwość różnicowa f_1 leżąca w pasmie 2 do 10 MHz. Na osi poziomej odłożono wyjściową częstotliwość wzbudnika, odpowiadającą żądanej częstotliwości wyjściowej f_1. Częstotliwość

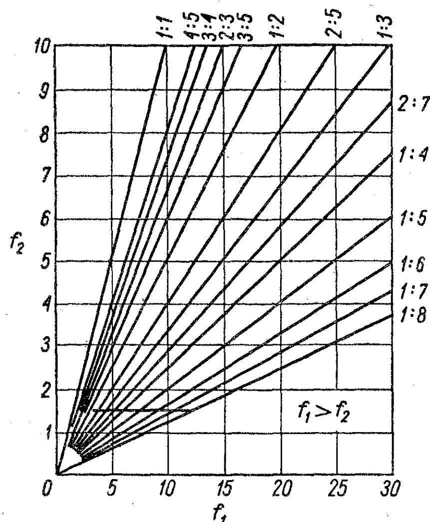
generatora f_g, częstotliwość sygnału f_s i niepożądane sygnały wyjściowe są umieszczone na osi pionowej. Jak należało oczekiwać, na wyjściu mieszacza istnieją wszystkie harmoniczne niskich rzędów zarówno częstotliwości sygnału jak i generatora. Harmoniczne sygnału występują na częstotliwościach: 3; 4,5; 6; 7,5 i 9 MHz. Odpowiada to występowaniu, drugiej, trzeciej, czwartej, piątej i szóstej harmonicznej sygnału w widmie wyjściowym mieszacza. Występują również takie kombinacje harmonicznych sygnału z harmonicznymi częstotliwości generatora, które wytwarzają częstotliwość wyjściową równą pożądanej częstotliwości różnicowej $f_1 = f_g - f_s$. W tabl. 7-1 zestawiono typowe częstotliwości krzyżowe.

Bardzo pouczające jest przeanalizowanie tabl. 7-1 i zależności częstotliwościowych z rys. 7-8. Obserwując, co się dzieje w wyniku zmiany częstotliwości generatora, można bowiem określić pochodzenie niepożądanych składowych widma mieszacza. Obwody rezonansowe nie mogą stłumić częstotliwości krzyżowych, jest to natomiast możliwe w przypadku, gdy częstotliwość wyjściowa wzbudnika różni się od niepożądanej częstotliwości krzyżowej. Tabl. 7-1 pokazuje zależności między częstotliwościami wszystkich istotnych składowych widma mieszacza a częstotliwością pożądaną w całym zakresie częstotliwości pokrywanym przez wzbudnik. Sygnały niepożądane o nie zmieniającej się częstotliwości pochodzą zawsze ze źródła o stałej częstotliwości. Bez względu na system przemiany częstotliwości mogą być one zidentyfikowane jako wynik podania na wejście ustalonej częstotliwości, jak np. w opisywanym wzbudniku $f_s = 1{,}5$ MHz. Harmoniczne częstotliwości generatora $2f_g$ itd. są znacznie większe od pożądanej częstotliwości wyjściowej i dlatego w większości urządzeń wzbudzających ich istnienie nie ma znaczenia. Występują również składowe widma wyjściowego mieszacza, które nie mają ustalonej częstotliwości, ale przy zmianie częstotliwości, heterodyny przesuwają się w kierunku zgodnym lub przeciwnym względem kierunku zmian sygnału pożądanego. Częstotliwości tych składowych są równe modułowi różnicy częstotliwości generatora f_g i harmonicznych częstotliwości sygnału nf_s. Te niepożądane sygnały przesuwają się w kierunku przeciwnym niż żądane częstotliwości wyjściowe i powodują powstanie „gwizdów” przy częstotliwościach 2,25; 3 i 3,75 MHz. Jeśli sygnał niepożądany przesuwa się dwukrotnie szybciej w stosunku do żądanej częstotliwości wyjściowej, zawiera on drugą harmoniczną częstotliwości generatora. W tym przypadku częstotliwości krzyżowe będą wynosiły 3 i 4,5 MHz. Przy zmianie częstotliwości generatora sygnały niepożądane przesuwają się w tym samym kierunku co żądany sygnał wyjściowy. Przy częstotliwości 3 MHz występują w zasadzie trzy składowe: jedna o ustalonej częstotliwości, a pozostałe o zmiennej częstotliwości. Częstotliwości krzyżowe są oznaczone na wykresie kółkami. Na rys. 7-8, aby uniknąć niepotrzebnej komplikacji wykresu, ograniczono się do wykreślenia niepożądanych sygnałów wyjściowych mieszacza do siódmego rzędu włącznie.

Za pomocą prostej reguły praktycznej można w niezrównoważonym mieszaczu określić składową najniższego rzędu, która spowoduje powstanie niepożądanej częstotliwości krzyżowej. Stosunek mniejszej częstotliwości doprowadzonej do mieszacza do większej może być wyrażony jako stosunek liczb całkowitych nie mających wspólnego dzielnika, tj. $\frac{f_1}{f_2} = \frac{a}{b}$. Przy mieszaniu sumacyjnym najniższy rząd niepożądanej składowej jest równy sumie liczb całkowitych $a+b$, przy mieszaniu różnicowym zaś najniższy rząd tej składowej wynosi $a+b-2$. Dla przykładu przyjmijmy, że na mieszacz są podawane napięcia o częstotliwościach 8 i 10 MHz dające na wyjściu napięcie o częstotliwości 18 MHz. Stosunek

$\frac{f_1}{f_2} = \frac{8}{10} = \frac{4}{5}$, a więc przy mieszaniu sumacyjnym najniższy rząd niepożądanej składowej jest równy $4+5 = 9$. Przy odejmowaniu częstotliwości $10-8 = 2$ MHz najniższy rząd tej niepożądanej składowej wynosi $a+b-2 = 4+5-2 = 7$. Zazwyczaj przy jednej, ustalonej a drugiej zmiennej częstotliwości podawanej na mieszacz można wyrazić przy pewnych częstotliwościach ich stosunek jako stosunek niewielkich liczb całkowitych. Umożliwia to stosowanie powyższej reguły do analizowania wykresów częstotliwości. W przypadku dwóch napięć o stałych częstotliwościach określenie odległości od żądanej częstotliwości, w której wystąpią niepożądane składowe najniższego rzędu, wymaga dalszej analizy.

Przy ogólniejszej analizie niepożądanych składowych wyjściowych mieszacza można użyć wykresu pokazanego na rys. 7-9. Przedstawione linie proste wyrażają stosunek częstotliwości większej f_1 do mniejszej f_2 jako stosunek małych liczb całkowitych: 1 : 1; 4 : 5; 3 : 4; 2 : 3 itd. Wykres pokazuje wszystkie niepożądane składowe do siódmego rzędu w przypadku mieszania różnicowego i do dziewiątego rzędu w przypadku mieszania sumacyjnego. Jeśli ponownie przyjmiemy $f_2 =$



Rys. 7-9. Niepożądane składowe wyjściowe mieszacza

$= 1{,}5$ MHz oraz f_1 zmieniającą się w granicach $3{,}5 \div 11{,}5$ MHz, można wykreślić poziomą linię na wysokości 1,5 MHz na skali pionowej — ciągnącą się do wartości $3{,}5 \div 11{,}5$ MHz na skali poziomej. W punktach, w których linia ta przecina linie przedstawiające stosunek częstotliwości występuje składowa niepożądana. Dla przytoczonego przykładu składowe niepożądane występują przy częstotliwościach wyjściowych: 2,25; 3,0; 3,75; 4,5; 6,0; 7,5; 9,0 MHz. Wartości te pokrywają się z częstotliwościami składowych określonymi według rys. 7-8, lecz na rys. 7-9 skale są odniesione do częstotliwości wejściowych mieszacza. Wykres na rys. 7-9 jest uogólniony i może być zastosowany dla dowolnego stosunku częstotliwości mieszczącego się w zakresie skal pionowej i poziomej. Jeżeli częstotliwości znajdują się poza zakresem, wartości skali mogą być mnożone lub dzielone przez stałą wartość, co umożliwi interesujące nas częstotliwości umieścić w polu wykresu. Przy określaniu charakteru składowej niepożądanej można posłużyć się tabl. 7-2 i 7-3 przedstawiającymi wykaz wszystkich składowych niepożądanych

do dziewiątego rzędu dla mieszania sumacyjnego i do siódmego rzędu dla mieszania różnicowego.

Linia stosunku częstotliwości 2 : 5 jest przecięta przy częstotliwości $f_1 = 3{,}75$ MHz odpowiadającej wyjściowej częstotliwości 2,25 MHz. Z tabl. 7-2 wynika, że przy stosunku częstotliwości 2 : 5 powstaje przy mieszaniu różnicowym częstotliwość krzyżowa $4f_2 - 1f_1$. Ta składowa piątego rzędu, razem ze składowymi wyższych rzędów niż siódmy, wytwarza niepożądane sygnały wyjściowe mieszacza w pobliżu częstotliwości 2,25 MHz.

Zwykle amplituda składowej widma wyjściowego mieszacza jest odwrotnie proporcjonalna do jej rzędu, jednak ponieważ amplituda napięcia generatora jest często 10 razy większa od maksymalnej amplitudy napięcia sygnału, należy zwrócić uwagę na charakter składowej niepożądanej. Składowe, zawierające niskie harmoniczne częstotliwości generatora, są zazwyczaj dużo silniejsze od tych, które zawierają niskie harmoniczne częstotliwości sygnału. Np. składowa $5f_s - 2f_g$ jest znacznie silniejsza niż $2f_s - 5f_g$, chociaż obie są składowymi siódmego rzędu.

Tablica 7-2. Niepożądane częstotliwości krzyżowe przy mieszaniu różnicowym $(f_1 - f_2)$

$f_2 : f_1$	Składowe częstotliwości krzyżowych
4 : 5	$4f_2-3f_1$
3 : 4	$3f_2-2f_1$
2 : 3	$2f_2-1f_1$, $3f_1-4f_2$
3 : 5	$4f_2-2f_1$
1 : 2	$1f_2$, $3f_2-1f_1$, $2f_1-3f_2$, $5f_2-2f_1$
2 : 5	$4f_2-1f_1$
1 : 3	$2f_2$, $2f_1-4f_2$, $5f_2-1f_1$
2 : 7	$6f_2-1f_1$
1 : 4	$3f_2$, $2f_1-5f_2$
1 : 5	$4f_2$
1 : 6	$5f_2$
1 : 7	$6f_2$
1 : 8	$7f_2$

Tablica 7-3. Niepożądane częstotliwości krzyżowe przy mieszaniu sumacyjnym $(f_1 + f_2)$

$f_2 : f_1$	Składowe częstotliwości krzyżowych
1 : 1	$2f_1$, $2f_2$, $3f_1-1f_2$, $3f_2-1f_1$, $4f_1-2f_2$ $4f_2-2f_1$, $5f_1-3f_2$, $5f_2-3f_1$
4 : 5	$5f_1-4f_2$, $6f_2-3f_1$
3 : 4	$4f_1-3f_2$, $5f_2-2f_1$
2 : 3	$3f_1-2f_2$, $4f_2-1f_1$
3 : 5	$4f_1-4f_2$, $6f_2-2f_1$
1 : 2	$2f_1-1f_2$, $3f_2$, $3f_1-3f_2$, $5f_2-1f_1$, $4f_1-5f_2$, $7f_2-2f_1$
2 : 5	$3f_1-4f_2$, $6f_2-1f_1$
1 : 3	$2f_1-2f_2$, $4f_2$, $3f_1-5f_2$, $7f_2-1f_1$
2 : 7	$3f_1-6f_2$, $8f_2-1f_1$
1 : 4	$2f_1-3f_2$, $5f_2$
1 : 5	$2f_1-4f_2$, $6f_2$
1 : 6	$2f_1-5f_2$, $7f_2$
1 : 7	$2f_1-6f_2$, $8f_2$
1 : 8	$2f_1-7f_2$, $9f_2$

Dotychczasowe rozważania dotyczyły prostego przypadku działania na mieszacz sygnałów o jednej częstotliwości i wytwarzania składowych różnych rzędów. W praktyce sygnały doprowadzone do mieszacza zawierają składowe o wielu częstotliwościach i wytwarzają, jak wytłumaczono wcześniej, zniekształcenia intermodulacyjne. Rozwinięcie szeregu potęgowego dla przypadku złożonego sygnału częstotliwościowego wykazuje powstanie innej grupy składowych niepożądanych, nie dających się odróżnić od składowych intermodulacyjnych występujących we wzmacniaczu. Dla łatwiejszej identyfikacji tych składowych będą one klasyfikowane wg tego samego rzędu co odpowiednie składowe wyjściowe wzmacniacza. Dla przykładu przyjmijmy sygnały wejściowe mieszacza o częstotliwościach 300 kHz i 301 kHz oraz częstotliwość heterodyny wynoszącą 2 MHz. Tak zwane składowe intermodulacyjne trzeciego rzędu zostaną wytworzone w mieszaczu przez krzywiznę czwartego rzędu (wyraz u_s^4 szeregu). Żądane częstotliwości wyjściowe wynoszą: 2300 i 2301 kHz. Składowymi intermodulacyjnymi są: $2000 \pm [2 \cdot 300 - 301]$ i $2000 \pm [2 \cdot 301 - 300]$, czyli 1698, 1701, 2299, 2302 kHz. Składowe 1698 i 1701 kHz podobnie jak składowe różnicowe mieszacza mogą być usunięte przez proste filtrowanie, natomiast składowe o częstotliwościach 2299 i 2302 kHz leżą wewnątrz żądanego pasma i nie mogą być usunięte w ten sposób.

Zniekształcenia intermodulacyjne podobnie jak i gwizdy interferencyjne są wytwarzane przez krzywiznę wyższego rzędu, która zawsze występuje w mieszaczach. W wyniku poprzednich rozważań jest oczywiste, że wszystkie zniekształcenia mieszacza są wytwarzane przez krzywiznę wyższego niż drugiego rzędu charakterystyki mieszacza. Podział składowych na dwie grupy został dokonany w celu dogodnego przeanalizowania pracy mieszacza. Aby niepożądane składowe wytwarzane w mieszaczu były możliwie małe, należy dążyć, aby charakterystyka mieszacza była kwadratowa.

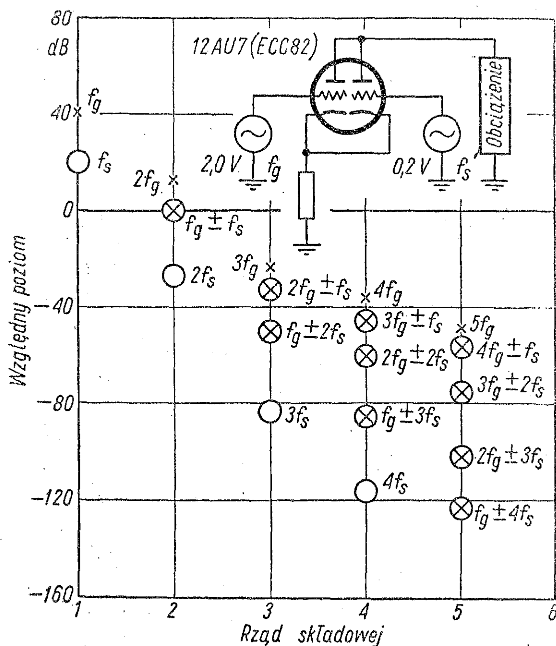
7-5. Względny poziom składowych widma wyjściowego mieszacza

Matematyczna analiza poziomu ważniejszych składowych widma typowego mieszacza dostarcza interesujących informacji. Załóżmy, że zależność prądu anodowego od napięcia siatkowego można przedstawić w postaci szeregu potęgowego. Chwilową wartość prądu anodowego wyznaczamy znając wartości współczynników a_0, a_1, a_2 itd. Na rys. 7-10 przedstawiono względną wielkość sygnałów wyjściowych z mieszacza dwutriodowego, w którym przyłożone napięcie generatora jest 10-krotnie (20 dB) większe od napięcia sygnału. Przy rozwijaniu szeregu potęgowego założono $u_{we} = A \cos 2\pi f_g t + B \cos 2\pi f_s t$, a za poziom odniesienia na wyjściu (0 dB) przyjęto poziom składowych $f_g \pm f_s$. Ponieważ bardzo trudno jest wyznaczyć dokładne wartości współczynników szeregu potęgowego określającego charakterystykę prądu anodowego, zwykle dogodniej i dokładniej jest korzystać z laboratoryjnego pomiaru poziomów składowych wyjściowych mieszacza. Jest to szczególnie przydatne, kiedy należy uwzględnić wpływ zmian napięcia anodowego lub napięcia generatora.

Jak widać z wykresu na rys. 7-10, harmoniczne generatora $2f_g$, $3f_g$, $4f_g$,..., itd. są najsilniejsze z niepożądanych zawierające składowych danego rzędu. Nieco mniejszą amplitudę mają składowe harmoniczne niskich rzędów częstotliwości generatora: $2f_g \pm f_s$, $3f_g \pm f_s$ i $4f_g \pm f_s$. Ze względu na duże amplitudy tych składowych należy dążyć do tego, aby napięcie generatora było tak małe, jak tylko jest

to możliwe. Wielkość jego musi być kompromisem między sprawnością mieszacza a małym poziomem zniekształceń.

Należy pamiętać, że zależność między niepożądanymi a żądanymi składowymi widma mieszacza z rys. 7-10 dotyczy składowych prądu anodowego. Ponieważ zwykle wymagania dotyczą napięcia wyjściowego, należy zastosować pewne środki zapobiegające wytwarzaniu przez niepożądane prądy zbyt wysokich napięć. Filtry pasmowe dostrojone do częstotliwości f_g+f_s lub f_g-f_s zapewniają stłumienie innych sygnałów na wyjściu mieszacza. Do zapewnienia żądanej charakterystyki częstotliwościowej przenoszenia wzbudnika są stosowane równoległe obwody rezonansowe. Jeśli nie wymaga się zmiany częstotliwości wyjściowej, można również stosować nieprzestrajane filtry *LC* lub filtry kwarcowe.



Rys. 7-10. Względny poziom składowych wyjściowych mieszacza z lampą typu 12AU7 (ECC82). Dane zaczerpnięto z niepublikowanego referatu V.W. Bolie

W celu ułatwienia projektowania wzbudników, w których stosuje się obwody rezonansowe, na rys. 7-11 przedstawiono uogólnione krzywe selektywności. Rysunek ten jest bardzo przydatny do określania tłumienia danego układu oraz liczby obwodów rezonansowych, koniecznych do uzyskania pożądanego stopnia czystości wyjściowego sygnału wzbudnika. Krzywe te odnoszą się do równoległego obwodu rezonansowego z rezystancją równoległą, lub do obwodu szeregowego z rezystancją szeregową. Jednak będą one prawie dokładne dla obwodu równoległego z szeregową rezystancją cewki, z wyjątkiem zakresu dużych tłumień przy małych częstotliwościach. Wielkością ograniczającą tłumienie dla bardzo małych częstotliwości jest stosunek R_p/R_s, przy czym R_p jest równoległym połączeniem równoległej rezystancji dynamicznej obwodu, rezystancji obciążenia i rezystancji

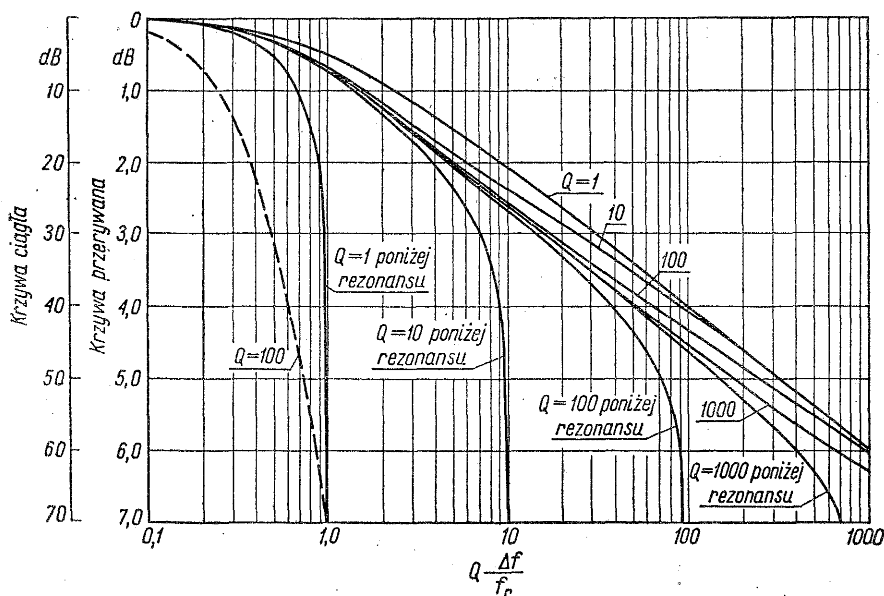
wewnętrznej lampy, a R_s jest rezystancją cewki dla prądu stałego. Jeśli szeregowa rezystancja cewki R_s nie zależy od częstotliwości, możemy napisać

$$\frac{R_p}{R_s} = \frac{Q_w X}{\frac{X}{Q_L}} = Q_w Q_L$$

przy czym:

Q_w — dobroć wypadkowa obwodu równoległego przy rezonansie;
Q_L — dobroć cewki.

Pionowa skala na rys. 7-11 przedstawia tłumienie w decybelach w zależności od zredukowanego odstrojenia $Q\frac{\Delta f}{f_0}$. Q jest tu dobrocią wypadkową obwodu, Δf jest wartością odstrojenia od częstotliwości rezonansowej wyrażoną w tych samych jednostkach częstotliwości co f_0. W rozszerzonej skali na rys. 7-11 przedstawiono charakterystykę tłumienia blisko rezonansu dla dobroci $Q = 100$, jakkolwiek przebieg jej będzie bardzo zbliżony dla dobroci Q od 10 do 1000.



Rys. 7-11. Uniwersalne krzywe selektywności pojedynczego obwodu rezonansowego (uzyskane od J. D. Duncana z firmy Collins Radio Company)

Zastosowanie uniwersalnej krzywej selektywności wyjaśnia tabl. 7-4, w której zestawiono typowe amplitudy składowych wyjściowych mieszacza (z rys. 7-10) oraz przedstawiono względne poziomy tych składowych po filtracji w obwodzie anodowym dostrojonym do częstotliwości 10 MHz. Dla tego obwodu przyjęto $Q = 100$ ze względu na zjawisko zmniejszenia dobroci wskutek istnienia rezystancji wewnętrznej lampy mieszacza. Z tablicy widać, że pojedynczy obwód rezonansowy może w zadowalającym stopniu zmniejszyć poziom wielu składo-

Tablica 7-4. Współpraca mieszacza z obwodem selektywnym

Składowe wyjściowe mieszacza	Częstotliwość [MHz]	Poziom [dB]	$Q\frac{\Delta f}{f_0}$	Tłumienie [dB]	Suma [dB]
f_g-f_s	10,0	0	0	0	0
f_g	10,5	+40	5	−20	+20
f_g+f_s	11,0	0	10	−26	−26
$2f_g-f_s$	20,5	−35	105	−44	−79
$2f_g$	21,0	+15	110	−44	−29
$2f_g+f_s$	21,5	−35	115	−44,5	−79,5
$3f_g$	31,5	−22	215	−49	−71

wych widma wyjściowego mieszacza. Częstotliwość lustrzana f_g+f_s, częstotliwość generatora f_g i jej druga harmoniczna są dostatecznie silne i wymagają dodatkowego stłumienia. Dla przytoczonego przykładu potrzeba pięć obwodów rezonansowych połączonych kaskadowo, aby zapewnić tłumienie napięcia generatora przynajmniej 60 dB poniżej żądanego poziomu wyjściowego 10 MHz. Z drugiej strony, cztery obwody rezonansowe wystarczają, aby wszystkie inne składowe widma mieszacza były stłumione do zadowalających poziomów. Ze względu na trudności w stłumienu do zadowalającego poziomu napięcia generatora jest uzasadnione stosowanie we wzbudnikach mieszaczy zrównoważonych. W takim mieszaczu osiąga się praktycznie tłumienie napięcia generatora w granicach 20÷÷40 dB. W omawianym przykładzie umożliwiłoby to wyeliminowanie jednego obwodu rezonansowego.

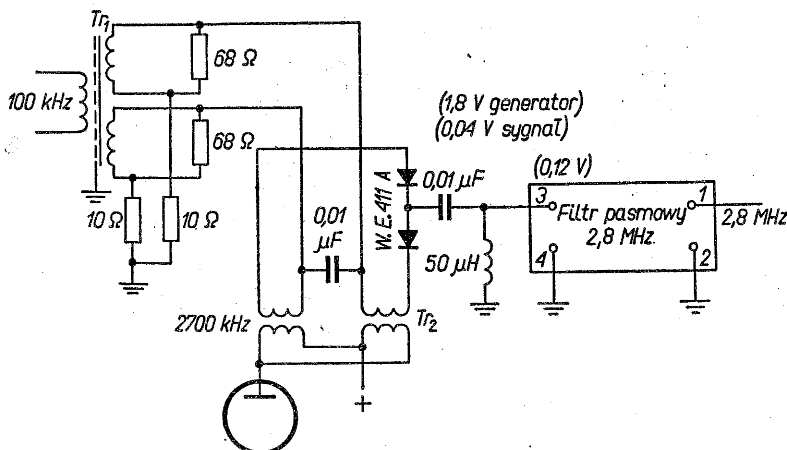
7-6. Typowe układy mieszaczy

Mieszacz stosowany we wzbudniku musi pracować w taki sposób, aby w żądanym pasmie transmisji zniekształcenia składowych sygnału były jak najmniejsze. Mieszacz pracuje poprawnie, jeśli przy przemianie częstotliwości dwóch lub większej ilości składowych sygnału, przy częstotliwościach leżących w żądanym pasmie transmisji nie są wytwarzane nowe, niepożądane składowe wyjściowe, będące wynikiem zniekształceń intermodulacyjnych między składowymi sygnału. Ponadto w mieszaczu nie mogą występować silne składowe niepożądane leżące poza pasmem, ponieważ mogą one interferować z innymi sygnałami widma częstotliwości radiowych. Pożądane, lecz nie konieczne jest, aby przemianie towarzyszyło pewne zwiększenie poziomu sygnału. Typowe układy, które będą opisane w dalszej części tego rozdziału, zostały zastosowane w praktycznych wzbudnikach i w różnym stopniu spełniają powyższe wymagania. Na rys. od 7-12 do 7-17 przedstawiono układy mieszaczy wraz z napięciami stałymi określającymi ich punkty pracy. W nawiasach podano wartości skuteczne napięć dla każdego z sygnałów, zapewniające pracę mieszacza z dopuszczalnymi poziomami zniekształceń. Podanie wartości napięć oraz elementów mieszacza ma na celu umożliwienie odtworzenia tych układów.

Modulatory zrównoważone opisane w rozdz. 5 są zwykle klasyfikowane razem z mieszaczami. Modulator zrównoważony różni się od mieszacza jedynie wyższym stopniem stłumienia nośnej. W mieszaczu można uniknąć niepożądanego przechodzenia napięcia generatora za pomocą odpowiednich, prostych obwodów selektywnych, co omówiono w poprzednim rozdziale, podczas gdy

w modulatorze zrównoważonym częstotliwość nośna występuje tak blisko żądanej wstęgi bocznej, że jej stłumienie przez filtrowanie jest znacznie trudniejsze. Modulator zrównoważony pracuje zwykle ponadto przy mniejszej częstotliwości niż mieszacz. Diodowe układy modulatorów zrównoważonych są rzadko stosowane w zakresie w. cz., ponieważ przemianie częstotliwości towarzyszy tłumienie sygnału. W mieszaczach lampowych lub tranzystorowych w czasie przemiany częstotliwości następuje wzmacnianie sygnału.

Na rys. 7-12 pokazano układ mieszacza zrównoważonego, w którym zastosowano dwa warystory. Sygnały SSB występujące wokół 100 kHz są podawane z transformatora Tr_1 przez uzwojenia transformatora Tr_2 do warystorów. W transformatorze Tr_2 dodaje się napięcie generatora o częstotliwości 2,7 MHz, które jest podane na warystory przeciwnie w fazie. Dzięki temu występuje działanie kompensacyjne zmniejszające poziom napięcia generatora doprowadzonego do filtru



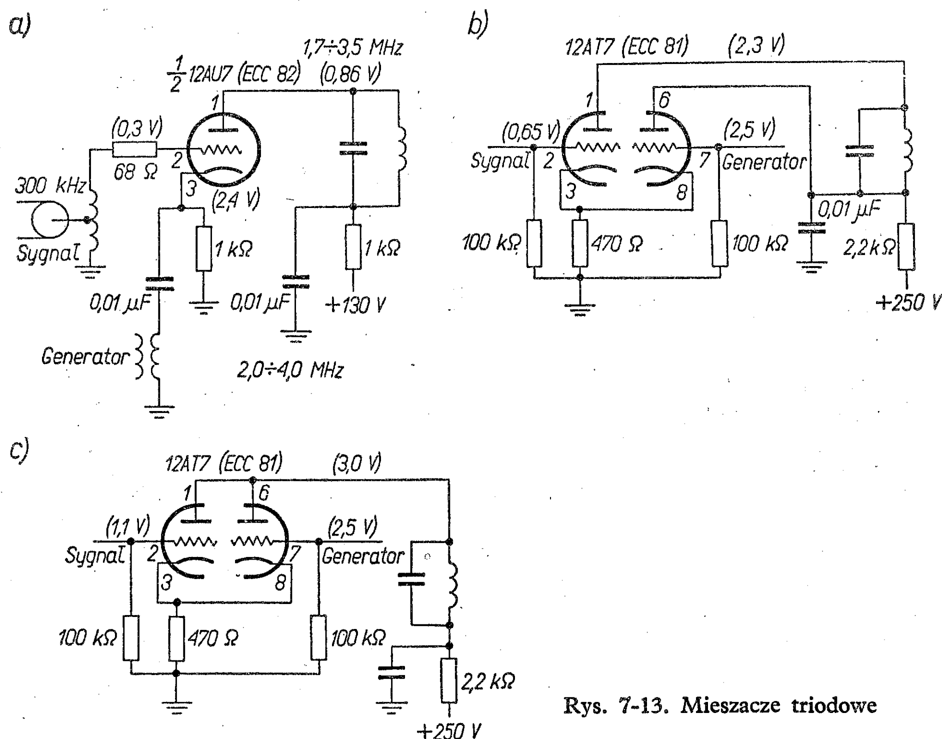
Rys. 7-12. Mieszacz diodowy

pasmowego 2,8 MHz i zmniejsza się konieczny stopień stłumienia napięcia o częstotliwości generatora w filtrze. Jeśli transformatory Tr_1 i Tr_2 mają starannie wysymetryzowane uzwojenia, nie trzeba stosować elementów nastawnych — poprawiających symetrię układu. Napięcie o częstotliwości sumacyjnej jest wybierane przez filtr i przekazywane do wzmocnienia w dalszych stopniach wzbudnika.

Układ z rys. 7-13a na jednej triodzie lampy typu 12AU7 (ECC82) zapewnia mały poziom szumów, dobry zakres dynamiki, małe zniekształcenia i cechuje się prostotą, dzięki małej liczbie elementów składowych. Ponieważ nie zapewniono tu stłumienia napięcia nośnej przez zrównoważenie układu, całkowite jego stłumienie musi się odbywać przez zastosowanie układów filtrujących. Napięcie generatora na wyjściu wzbudnika może być zredukowane do dopuszczalnego poziomu za pomocą kilku prostych, równoległych obwodów rezonansowych.

Podanie napięcia generatora na katody nie zawsze jest możliwe z powodu trudności w uzyskaniu wymaganego poziomu napięcia przy stosunkowo małej rezystancji katody. Układy zawierające wtórnik katodowy z rys. 7-13b i c zapewniają dużą rezystancję wejściową dla napięcia generatora, a także separację między obwodami sygnału i generatora.

Układ z rys. 7-13c ma własności mieszacza prawie zrównoważonego. Łącząc razem katody duotriody, przenosimy część napięcia sygnału i generatora do sąsiedniej triody tak, że np. napięcie generatora wytworzone na anodzie oznaczonej cyfrą *1* jest przeciwne w fazie względem napięcia wytworzonego na anodzie oznaczonej cyfrą *6*. Podobnie napięcia sygnału wytworzone na anodach są w prze-



Rys. 7-13. Mieszacze triodowe

ciwnych fazach. Jeśli wartość rezystancji katodowej jest odpowiednio duża w porównaniu z wartością $\frac{1}{S_a}$ lampy, każda katoda „widzi" obciążenie prawie równe własnej impedancji wewnętrznej, a wartości napięć sygnału i generatora na katodzie wynoszą prawie połowę wartości napięć występujących na siatce. A zatem napięcie między siatką a katodą dla każdej triody jest równe i przeciwne w fazie zarówno dla sygnału jak i generatora, a napięcia wyjściowe o tych częstotliwościach mają tendencję do znoszenia się. W tych warunkach przyjmując charakterystykę przenoszenia każdej lampy jako szereg potęgowy i zakładając, że prąd anodowy nie zależy od napięcia anodowego, otrzymamy wyrażenie na składową zmienną prądu anodowego każdego stopnia

$$i_a = a_1 u_s + a_2 u_s^2 + \dots$$

Prąd wyjściowy w obciążeniu jest sumą prądów anodowych obu stopni. Przyjmując identyczne charakterystyki lampowe otrzymujemy

$$i_L = i_{a1} + i_{a2} = a_1 u_{s1} + a_2 u_{s1}^2 + \dots + a_1 u_{s2} + a_2 u_{s2}^2 + \dots$$

Dla jednej lampy: $u_{s1} = \frac{1}{2}(u_{syg}-u_s)$, przy czym u_{syg} oznacza napięcie sygnału, u_s oznacza napięcie generatora.

Dla drugiej lampy: $u_{s2} = \frac{1}{2}(u_s-u_{syg})$.

Podstawiając wartości na u_{s1} i u_{s2} otrzymujemy:

$$i_L = \frac{a_1}{2}(u_{syg}-u_s)+\frac{a_2}{4}(u_{syg}^2-2u_s\,u_{syg}+u_s^2)+\ldots+\frac{a_1}{2}(u_s-u_{syg})+$$

$$+\frac{a_2}{4}(u_s^2-2u_s\,u_{syg}+u_{syg}^2)+\ldots$$

Grupując i upraszczając otrzymujemy

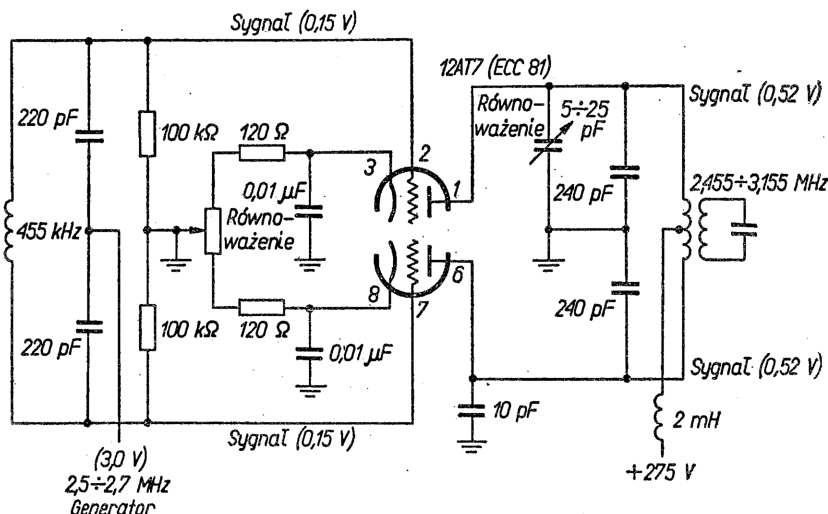
$$i_L = \frac{a_2}{2}u_{syg}^2+\frac{a_2}{2}u_s^2-a_2\,u_s\,u_{syg}$$

Widzimy przeto, że zarówno napięcie sygnału jak i generatora znoszą się, a pozostaje tylko żądana składowa wyjściowa ($-a_2\,u_s\,u_{syg}$) razem z drugą i wyższymi harmonicznymi napięć sygnału generatora oraz parzystymi składowymi intermodulacyjnymi wyższego rzędu.

Jeśli wejścia sygnału i generatora są połączone bezpośrednio, jak w układzie tranzystorowym pokazanym na rys. 7-19b, żądany prąd wyjściowy jest czterokrotnie większy, bowiem napięcie baza-emiter jest dwa razy większe. Jednak, ponieważ do bezpośredniego wysterowania emitera jest wymagane źródło o małej impedancji, wzmocnienie mocy jest w rzeczywistości mniejsze, niż można uzyskać w układzie z rys. 7-13c. Ponieważ często wartość rezystancji katodowej w układzie z rys. 7-13c w porównaniu z wartością $\frac{1}{S_a}$ może być duża, napięcia sygnału i generatora na wyjściu mogą nie być całkowicie stłumione.

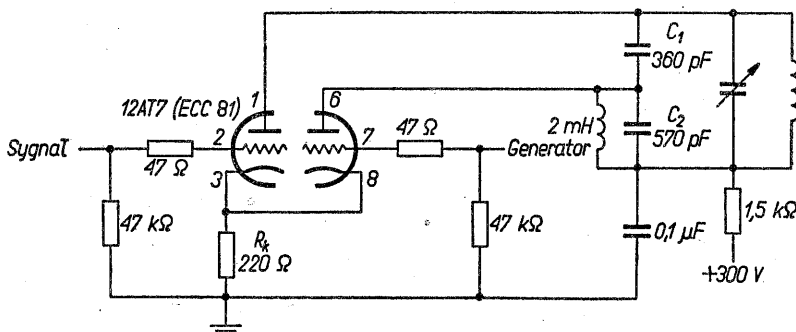
Mieszacze zrównoważone znalazły zastosowanie w wielu układach, w których jest wymagane zmniejszenie poziomu napięcia generatora (heterodyny). Na rys. 7-14 pokazano konwencjonalny układ, w którym napięcie generatora jest podawane w tej samej fazie do obu siatek. Dzięki przeciwsobnemu połączeniu anod uzyskuje się w obwodzie anodowym eliminację napięcia generatora. Warunkiem tego jest jednak zrównoważenie (wysymetryzowanie) układu zarówno na wejściu jak i na wyjściu oraz jednakowe wzmocnienia obu triod. Wyrównanie wzmocnień oraz w mniejszym stopniu kompensację niewielkich asymetrii układu można uzyskać przez odpowiednie dobranie przedpięć siatkowych triod. W pokazanym układzie potencjometr w obwodach katod zwiększa spadek napięcia w obwodzie katody jednej triody zmniejszając jednocześnie spadek napięcia w obwodzie katody drugiej z nich. Jest to równoznaczne nastawianiu przedpięcia siatkowego i zapewnia wyrównanie wzmocnień obu triod w niewielkich granicach. Ponieważ katody lamp są zbocznikowane kondensatorami blokującymi, zmiana położenia elementu regulacyjnego nie powoduje zmian warunków pracy układu dla wielkiej częstotliwości. W większości układów lampowych mieszaczy zrównoważonych bardzo trudno jest zapewnić odpowiednie zrównoważenie pojemnościowe obwodu anodowego. Dlatego też stosuje się jeszcze drugą metodę równoważenia w obwodzie anodowym. Jest to szczególnie ważne, gdy bierze się pod uwagę

rozrzuty produkcyjne. Układ równoważący pojemności anodowe (rys. 7-14) zawiera kondensator 10 pF przyłączony do jednej anody (nóżka *6*) oraz trymer pojemnościowy o pojemności 5÷25 pF przyłączony do drugiej anody (nóżka *1*). Kondensator o pojemności 10 pF przyłączony do anody *6* zapewnia położenie punktu równowagi wewnątrz zakresu zmienności kondensatora nastawnego. Bez stałego kondensatora 10 pF zrównoważenie anody, do której przyłączono kondensator nastawny, byłoby zależne tylko od pasożytniczych i montażowych



Rys. 7-14. Mieszacz zrównoważony

pojemności układu. Istnieje pewne wzajemne oddziaływanie między rezystancyjnymi, a pojemnościowymi elementami równoważącymi. Właściwy punkt równowagi znajduje się przez kolejne równoważenie na przemian jednego i drugiego elementu, aż do chwili, gdy dalsza regulacja nie daje żadnej poprawy. Wejściowe i wyjściowe obwody rezonansowe nie są krytyczne, muszą jedynie zapewniać równowagę pojemnościową. W omawianym układzie z rys. 7-14 istnieje możliwość zredukowania napięcia heterodyny o 40 dB.



Rys. 7-15. Mieszacz zrównoważony (patent USA nr 2866941 autor J. R. Sherwood)

Na rys. 7-15 przedstawiono inny układ mieszacza zrównoważonego z podwójną triodą. Napięcie sygnału jest podawane na siatkę jednej triody, a napięcie generatora na siatkę drugiej triody. Wskutek działania wtórnikowego oba napięcia są dostarczane między katodę a siatkę każdej triody tak samo jak w układach z rys. 7-13b i c. Dokładna wartość kondensatora równoważącego C_1 może być określona z wyrażenia

$$\frac{C_1}{C_2} = (1+K_a)\frac{R_k}{\varrho_a}$$

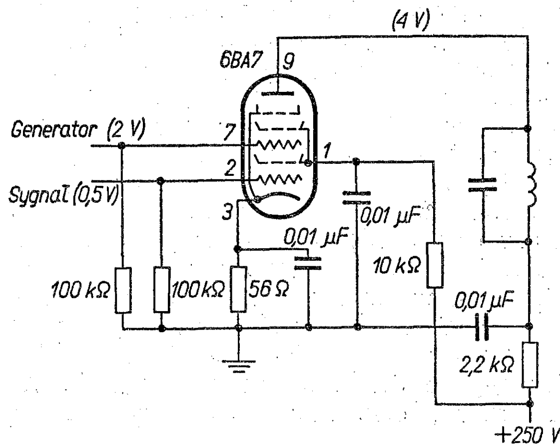
Jeśli nie wymaga się dokładnego zrównoważenia, układ może być również zaprojektowany ze stałymi wartościami pojemności. Przy przypadkowym doborze lamp można uzyskać przeciętnie stłumienie napięcia generatora w granicach 20÷25 dB.

Rys. 7-16. Mieszacz zrównoważony

Aby pokazać różnorodność stosowanych układów, na rys. 7-16 przedstawiono jeszcze jeden mieszacz zrównoważony z podwójną triodą typu 12AT7 (ECC81). W układzie tym napięcie generatora jest podane jednocześnie na katodę triody mieszacza i siatkę triody równoważącej. Dzięki małej impedancji wyjściowej generatora na katodzie triody mieszającej prawie nie występuje napięcie o częstotliwości sygnału. W związku z tym na siatkę triody równoważącej również nie podaje się napięcia sygnału. Napięcie generatora jest podane jednocześnie na katodę części mieszającej i siatkę części równoważącej. Prądy o częstotliwości nośnej (generatora) będą równe, lecz będą płynąć w każdej triodzie w przeciwnych kierunkach. Stłumienie napięcia generatora na wyjściu układu jest zależne od dokładności wartości elementów układu i symetrii lampy. Średnio tłumienie napięcia generatora wynosi 20 dB. Wadą tego układu jest obciążanie obwodu wyjściowego triodą równoważącą. Rezystancja wewnętrzna triody równoważącej bocznikuje obwód wyjściowy, co zmniejsza wzmocnienie przemiany i pogarsza selektywność. W razie potrzeby w układach mieszaczy zrównoważonych mogą być zastosowane pentody, jednak lampy dwutriodowe upraszczają układ.

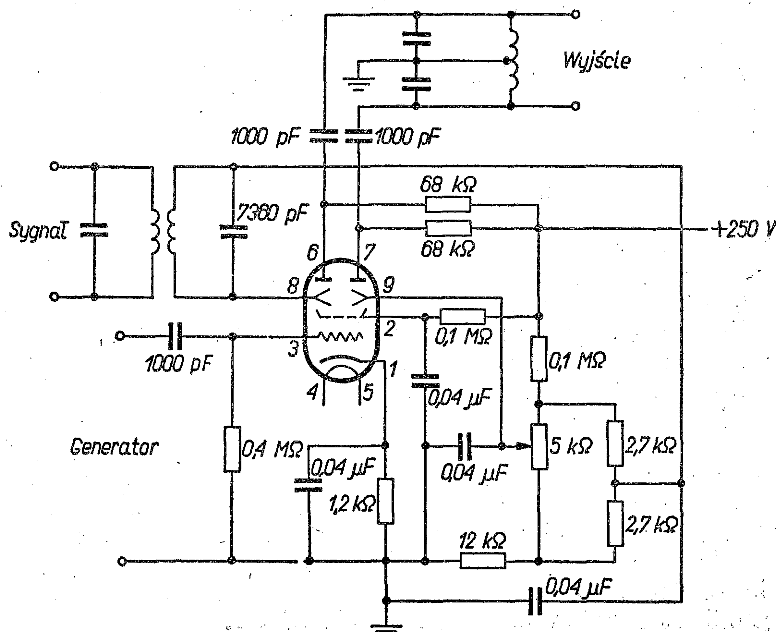
W odbiornikach są powszechnie stosowane mieszacze heptodowe z takimi lampami jak typu 6BE6 (EK90) i 6BA7. Lampy te również mogą być stosowane do przemiany częstotliwości we wzbudnikach. Na rys. 7-17 pokazano układ nadający się do zastosowania we wzbudniku. Aby uzyskać najmniejsze zniekształcenia (w lampie typu 6BA7), napięcie generatora doprowadzono do siatki

pierwszej, a napięcie sygnału do siatki trzeciej. W układzie tym osiąga się bardzo dobrą separację między obwodami sygnału a generatora, a każde z wejść przedstawia dużą impedancję dla źródła napięcia.



Rys. 7-17. Mieszacz heptodowy

Na rys. 7-18 przedstawiono szczególny układ mieszacza zrównoważonego. Lampę z odchylanym strumieniem typu 7360 zastosowano w układzie, w którym napięcie sygnału jest podawane na jedną z płytek odchylających. Druga płytka odchylająca ma potencjał dodatni, regulowany za pomocą potencjometru, wokół wartości potencjału stałego pierwszej płytki odchylającej. Prąd każdej z dwóch



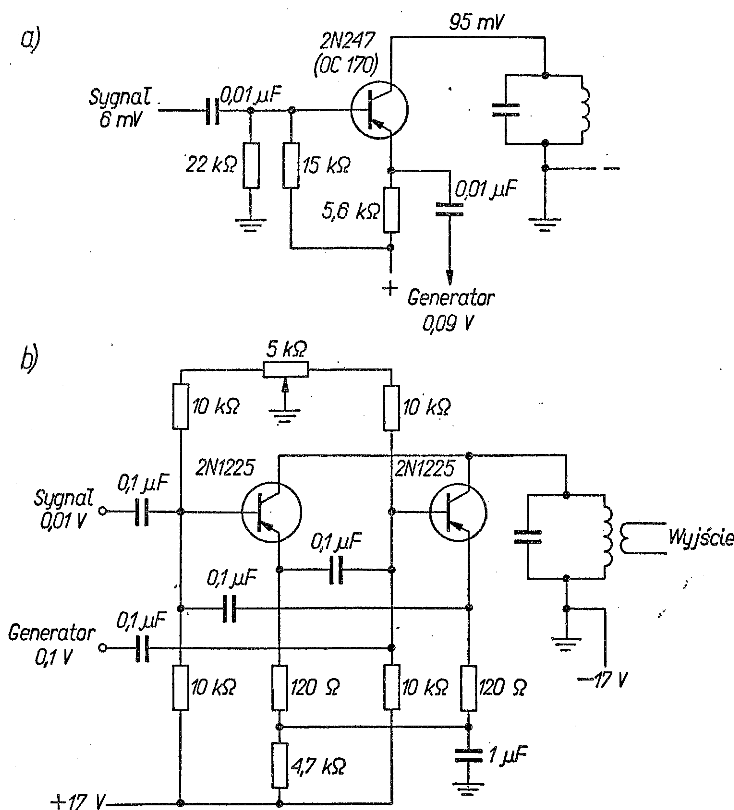
Rys. 7-18. Mieszacz z lampą z odchylaniem strumienia elektronów

anod (nóżki *6* i 7) może być nastawiany potencjometrem równoważącym. Napięcie generatora na siatce sterującej moduluje prąd lampy, a płytki odchylające kierują strumień elektronów do jednej lub drugiej anody (nóżki *6* i *7*), w zależności od chwilowej wartości napięcia sygnału. W ten sposób prąd anod zbierających *6* i *7* zależy od obu napięć wejściowych, a zrównoważenie napięcia generatora jest możliwe przez zrównanie prądów o tej częstotliwości, płynących w symetrycznym obwodzie wyjściowym. Stłumienie nośnej na wyjściu rzędu 40 dB można uzyskać przez staranne ustawienie stałego potencjału płytki odchylającej. Na wyjściu mieszacza uzyskuje się składowe będące sumą lub różnicą częstotliwości wejściowych. Jeśli potrzeba, katoda, siatka pierwsza i siatka druga, tak jak w mieszaczach heptodowych, mogą tworzyć układ generacyjny. Siatka generatora nie może być wysterowana tak, aby prąd anodowy malał do zera, ponieważ wystąpią wtedy duże zniekształcenia. Impedancja wejściowa mieszacza dla napięć sygnału i generatora jest duża. W układzie mieszacza z lampą o odchylanym strumieniu jednocześnie ze stłumieniem nośnej uzyskuje się wzmocnienie przemiany rzędu 4. Pod wieloma względami układ z rys. 7-18 jest podobny do mieszacza heptodowego, ale dzięki układowi odchylania strumienia uzyskuje się zrównoważenie nośnej oraz możliwość otrzymania wyższego poziomu wyjściowego.

W mieszaczach stosowanych we wzbudnikach mogą pracować również tranzystory. Ich parametry dotyczące zniekształceń i szumów są porównywalne ze spotykanymi w mieszaczach lampowych. Na rys. 7-19a przedstawiono układ mieszacza z tranzystorem typu 2N247 (0C170). Poziomy napięć sygnału i generatora są mniejsze niż w przypadku mieszaczy lampowych, ale wzmocnienie przemiany jest wystarczające. Dla większości typów tranzystorów ich działanie mieszające zachodzi w przybliżeniu w tych samych warunkach (punkcie pracy), jakich wymaga się dla właściwej pracy tranzystora pracującego jako wzmacniacz.

Rys. 7-19b pokazuje układ zrównoważonego mieszacza tranzystorowego [7-2]. Jest on nieco podobny do układu lampowego z rys. 7-16. Jednak w tamtym układzie sygnał był doprowadzony tylko do jednego z dwóch stopni, z jednoczesnym podaniem sygnału do katody drugiego stopnia, co stwarzało konieczność sterowania mieszacza ze źródła o dużo mniejszej impedancji. Wskutek tego w dużym stopniu zmniejszało się wzmocnienie mocy mieszacza. W mieszaczu tranzystorowym do wysterowania bazy jest wymagane źródło o małej impedancji i w związku z tym zmniejszenie wzmocnienia mocy spowodowane jednoczesnym sterowaniem emitera nie jest tak istotne. Częściowo zmniejszenie to jest kompensowane dodatkową mocą wyjściową w. cz. dostarczoną przez drugi stopień układu. Napięcia sygnału i generatora występujące na kolektorach mają przeciwne fazy, ponieważ źródła napięć wejściowych są połączone „na krzyż" z odpowiednimi bazami i emiterami. Jeśli oba stopnie są właściwie zrównoważone, napięcia o częstotliwościach sygnału i generatora na wyjściu prawie całkowicie znoszą się. Aby osiągnąć małe zniekształcenia oraz maksimum wzmocnienia mocy, napięcia wejściowe powinny odpowiadać wartościom na rysunku. W tych warunkach zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu wynoszą około —50 dB, a piątego rzędu mniej niż —70 dB. Przy źródle o impedancji 50 Ω oraz obciążeniu kolektorów 25 kΩ wzmocnienie mocy przemiany w zakresie średnich częstotliwości radiowych wynosi około 20 dB.

Szersze omówienie mieszaczy można znaleźć w artykule Herolda [7-3].



Rys. 7-19. Mieszacze tranzystorowe: a) z jednym tranzystorem; b) mieszacz zrównoważony z dwoma tranzystorami

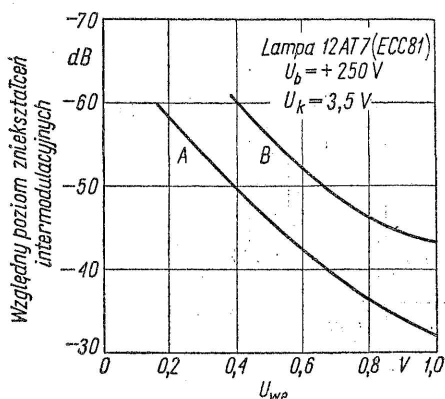
7-7. Parametry mieszaczy

Mieszacz wzbudnika pracuje z sygnałami, których poziom ulega mniejszym zmianom niż w przypadku mieszacza odbiornika. Ponieważ poziomy sygnałów występujących we wzbudniku są łatwe do przewidzenia i łatwiej niż w odbiorniku można je regulować, możliwe jest osiągnięcie żądanego kompromisu w wyborze napięcia generatora, napięć zasilających oraz średniej wartości sygnału mieszacza. Ponieważ poziom sygnału można dobrać, szumy mieszacza rzadko wchodzą w zakres problemów projektowania wzbudnika. Zagadnienie to omówiono w rozdz. 17.

Żądany sygnał wyjściowy mieszacza oraz składowe zniekształceń intermodulacyjnych zmieniają się wraz ze zmianami napięć zasilających lampę — ustalających jej punkt pracy. Często możliwe jest uzyskanie minimum poziomu zniekształceń intermodulacyjnych przez zmianę przedpięcia siatki sterującej. Minimum to, określone dla jednej lampy, nie musi obowiązywać dla drugiej, jednak w drodze wielu pomiarów można je wyznaczyć dla przyjętego zakresu napięć sygnału. Rys. 7-20 przedstawia wykres poziomu zniekształceń trzeciego rzędu dla mieszaczy dwutriodowych. Krzywa *A* dotyczy mieszacza z lampą typu 12AT7 (ECC81)

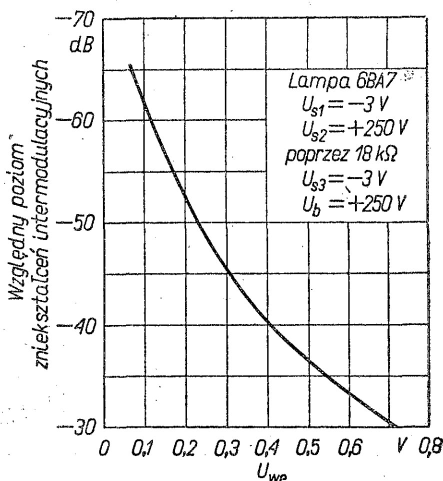
pracującego w układzie wg rys. 7-13b, natomiast krzywa *B* ilustruje zniekształcenia występujące w układzie z rys. 7-13c.

Wyniki podobnych pomiarów zniekształceń mieszacza z heptodą 6BA7 przedstawiono na rys. 7-21. Dla układu tego typu uzyskuje się nieco większe wzmocnienie, ale także większy poziom zniekształceń. W mieszaczach pentodowych i heptodowych zniekształcenia intermodulacyjne silnie zależą od wartości przedpięć na siatkach sterującej i ekranującej. Ważne jest, aby wszystkie układy mieszaczy były projektowane z lampami długowiecznymi charakteryzującymi się małymi zmianami parametrów w warunkach eksploatacji. We wszystkich przypadkach (rys. 7-20 i 7-21) składowe intermodulacji piątego rzędu leżą 10 dB lub więcej poniżej składowych trzeciego rzędu.



Rys. 7-20. Zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu w zależności od amplitudy wejściowego sygnału dwutonowego U_{gen} = = 2,5 V, f_s = 2,000 i 2,002 MHz, f_{gen} = = 1,650 MHz

U_{we} – napięcie każdej z dwu składowych sygnału wejściowego. Poziom zniekształceń odniesiony do poziomu pożądanej składowej wyjściowej



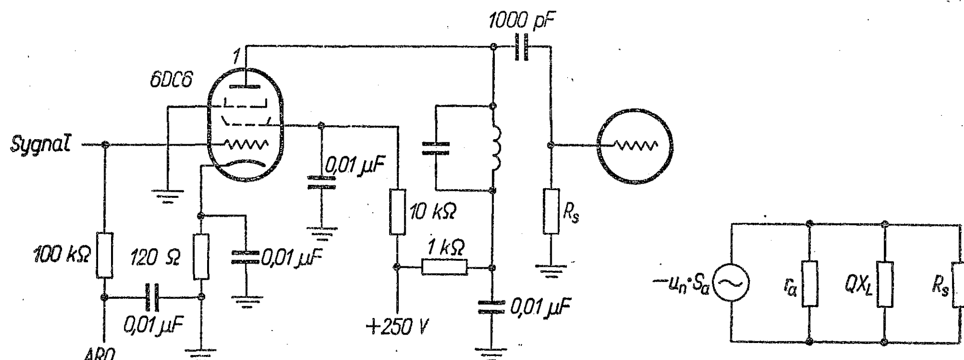
Rys. 7-21. Zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu w zależności od amplitudy wejściowego sygnału dwutonowego U_{gen} = = 2,0 V, f_s = 2,000 i 2,002 MHz, f_{gen} = = 1,650 MHz

U_{we} – napięcie każdej z dwu składowych sygnału wejściowego. Poziom zniekształceń odniesiony do poziomu pożądanej składowej wyjściowej

7-8. Wzmacniacze stosowane we wzbudnikach

We wzmacniaczach wzbudników SSB mających obwody strojone w. cz. powszechnie stosuje się pentody jako lampy dające duże wzmocnienie, a nie wymagające neutralizacji. Istnieje wiele typów pentod odbiorczych mających nachylenie w granicach od 2,5 mA/V do 11 mA/V odpowiednich do tego zastosowania. We wzmacniaczu w. cz. z rys. 7-22 równoległy obwód rezonansowy zapewnia żądaną impedancję obciążenia anody oraz selektywność układu. Przez kondensator sprzęgający oraz opornik siatkowy napięcie w. cz. jest podawane do następnego stopnia wzmacniacza. Rezystancja wewnętrzna pentody ϱ_a i opór siatkowy R_s następnego stopnia obciążają obwód rezonansowy wzmacniacza, zmniejszając impedancję obciążenia anodowego. Dynamiczna rezystancja wejścio-

wa siatki następnego stopnia jest zwykle na tyle duża, że w zakresie częstotliwości jej działanie obciążające może być pominięte. Na rys. 7-22 przedstawiono schemat zastępczy omawianego wzmacniacza pentodowego. Jeśli R_s i ϱ_a są duże, ich wpływ może być pominięty, a wzmocnienie układu można



Rys. 7-22. Wzmacniacz pentodowy oraz układ zastępczy

określić z wartości impedancji równoległego obwodu rezonansowego. Równoległa rezystancja dynamiczna R_d dla obwodu o dużej dobroci $Q > 10$ przy rezonansie wynosi

$$R_d = \frac{L}{RC}$$

przy czym:

R — rezystancja szeregowa w gałęzi indukcyjnej;

$Q = \frac{\omega L}{R}$;

a więc

$$R_d = Q \frac{1}{\omega C} = QX_C = QX_L$$

Jeśli wpływ rezystancji wyjściowej lampy i opornika siatkowego lampy następnego stopnia zostanie pominięty, to wzmocnienie napięciowe wyniesie

$$\frac{\Delta u_a}{\Delta u_s} = \frac{\Delta i_a Z_a}{\Delta u_s}$$

Z definicji

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta u_s} = S_a$$

więc wzmocnienie napięciowe

$$K_u = S_a Z_a$$

Jeśli

$$Z_a = QX_L$$

to

$$K_u = S_a QX_L$$

Jeśli uwzględnimy efekt obciążenia rezystancjami ϱ_a i R_s, wypadkowa rezystancja równoległa

$$R_d = \frac{QX_L(\varrho_a R_s)}{QX_L R_s + QX_L \varrho_a + R_s \varrho_a}$$

lub

$$R_d = \frac{QX_L}{\frac{QX_L}{\varrho_a} + \frac{QX_L}{R_s} + 1}$$

Wzmocnienie wyniesie

$$K_u = S_a QX_L \frac{1}{\frac{QX_L}{\varrho_a} + \frac{QX_L}{R_s} + 1}$$

A zatem wzmocnienie układu zostało zmniejszone o współczynnik

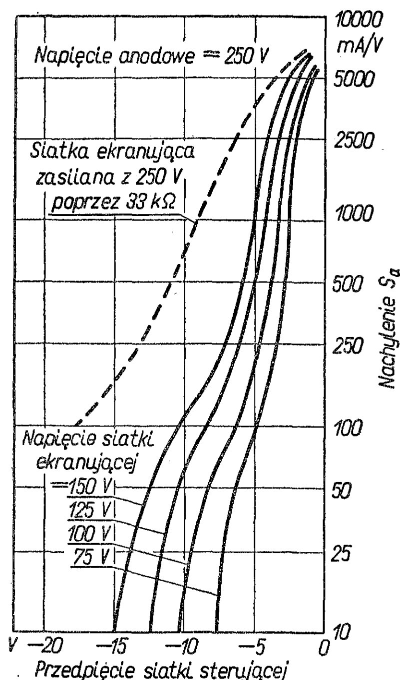
$$\frac{1}{\frac{QX_L}{\varrho_a} + \frac{QX_L}{R_s} + 1}$$

Rezystancja wyjściowa pentod odbiorczych zawiera się w granicach od 0,5 do ponad 1 MΩ. Jeśli wartość opornika siatkowego następnego stopnia jest co najmniej dziesięciokrotnie większa od QX_L, obciążenie anodowe można uważać za równe QX_L bez uwzględnienia wpływu rezystancji wyjściowej lampy i opornika siatkowego. Wzmacniacze w.cz. mogą pracować ze sprzężeniem transformatorowym, przy czym strojony może być albo obwód pierwotny, albo wtórny, albo oba [7-4, 7-5].

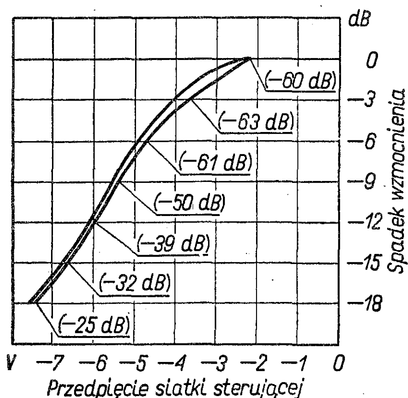
W większości układów wzmacniaczy liniowych występuje maksymalny poziom mocy, powyżej którego zniekształcenia gwałtownie rosną. Aby zabezpieczyć wzbudnik przed przesterowaniem w przypadku wystąpienia na wejściu dużych sygnałów, można zastosować odpowiedni rodzaj układu ARW[1]). Napięcie ze wzbudnika lub wzmacniacza mocy (o odpowiednio wysokim poziomie) może zostać wyprostowane, odfiltrowane i doprowadzone z powrotem do wzmacniacza (lub kilku wzmacniaczy wzbudnika) w celu zredukowania jego wypadkowego wzmocnienia.

Wzmocnienie wzmacniacza pentodowego może być regulowane przez dostarczenie ujemnego przedpięcia na siatkę sterującą. Zmiany nachylenia S_a dla lampy typu 6DC6 mającej charakterystykę pośrednią między lampą regulacyjną a zwykłą ilustruje rys. 7-23. Ponieważ wzmocnienie stopnia wzmacniacza pentodowego jest równe $S_a QX_L$, będzie ono zależeć od zastosowanego przedpięcia siatki, jak pokazano na rys. 7-24. W stopniach regulowanych mogą być stosowane pentody regulacyjne (selektody). Lampy o krótkiej charakterystyce nie są zwykle stosowane ze względu na gwałtowny wzrost poziomu zniekształceń przy zastoso-

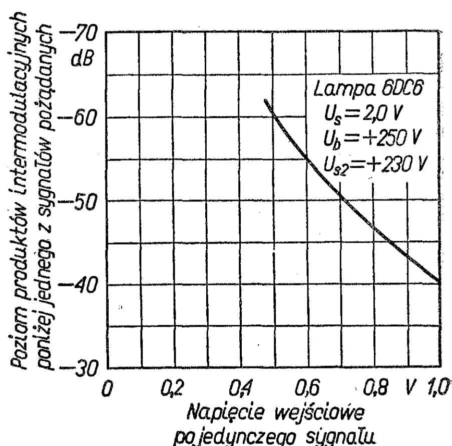
[1]) W literaturze amerykańskiej układ ARW stosowany we wzbudnikach jest nazywany „automatic load control” (ALC).



Rys. 7-23. Nachylenie S_a lampy typu 6DC6 w zależności od przedpięcia siatki sterującej



Rys. 7-24. Wykres wzmocnienia i zniekształceń trzeciego rzędu dwóch egzemplarzy lampy typu 6DC6 w funkcji przedpięcia siatki sterującej. W nawiasach podano poziom zniekształceń intermodulacyjnych. O dB — odpowiada 0,11 V wartości skutecznej dla pojedynczego tonu



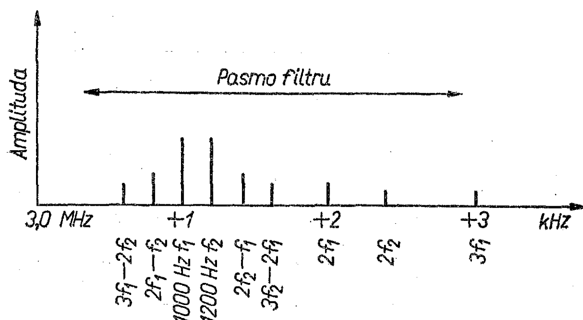
Rys. 7-25. Poziom zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu w zależności od amplitudy każdej składowej sygnału dwutonowego na wejściu

waniu ujemnego przedpięcia regulującego wzmocnienie. Rys. 7-24 przedstawia wykresy zależności wzmocnienia od ujemnego przedpięcia siatki dla dwóch egzemplarzy lamp typu 6DC6. W zakresie rozrzutu wartości nachyleń S_a tych lamp będą występować jeszcze większe zmiany. W odpowiednich punktach krzywej podano w nawiasach poziomy zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu. Przy lampach typu 6DC6, ze względu na uzyskanie małych zniekształceń, można uzyskać tylko 10 dB regulacji wzmocnienia na każdy stopień. Lampa regulacyjna jak np. 6BA6 zapewnia uzyskanie większego zakresu regulacji wzmocnienia przy takich samych zniekształceniach, lecz wadą jej jest konieczność podawania większej wartości napięcia regulującego.

Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych wzmacniacza z pentodą typu 6DC6 przy dwuczęstotliwościowym sygnale wejściowym wykazuje, że dobrą jakość transmisji można uzyskać aż do poziomu 1 V każdej z dwu składowych sygnału. Wykres zniekształceń intermodulacyjnych w funkcji napięcia wejściowego przedstawiony na rys. 7-25 wykazuje, że ich poziom zawiera się w granicach —40÷÷—62 dB.

7-9. Zniekształcenia wzmacniacza małej częstotliwości

Harmoniczne lub zniekształcenia intermodulacyjne wzmacniacza m.cz. [7-6], sterującego modulator zrównoważony, powodują powstanie niepożądanych składowych sygnału, leżących w pasmie użytecznym wzbudnika. Te niepożądane składowe są podobne do wytwarzanych w mieszaczach i wzmacniaczach i aby uniknąć pogorszenia jakości sygnału muszą być zredukowane do małych wartości. W poprzednich rozdziałach wykazano, że zniekształcenia harmoniczne we wzmacniaczu w.cz. nie są istotne, jednak w przypadku wzmacniacza małej częstotliwości zniekształcenia te mogą być szkodliwe. Drugie harmoniczne wszystkich składowych m.cz. leżących poniżej środka pasma filtru jednowstęgowego są przenoszone do dalszych części układu wzbudnika bez żadnego tłumienia. Zniekształcenia intermo-



Rys. 7-26. Zniekształcenia wzmacniacza m.cz. przeniesione w pasmo 3,0 MHz

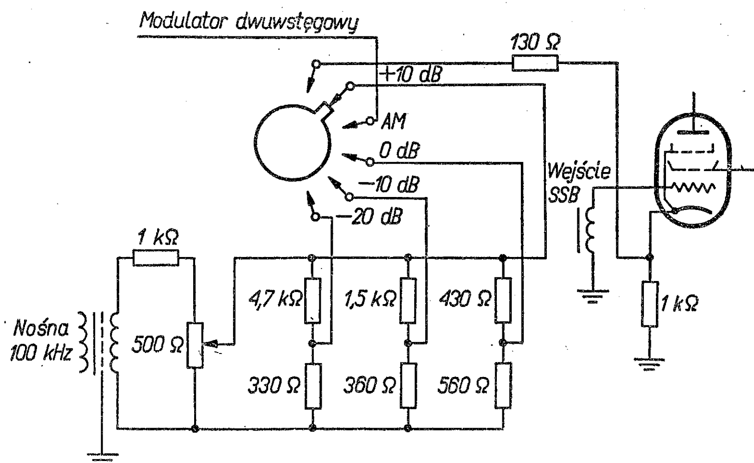
dulacyjne wzmacniacza m.cz. są również przenoszone bez żadnego tłumienia w zakresie pasma częstotliwości filtru jednowstęgowego. Widmo zniekształceń występujących we wzmacniaczu akustycznym [7-7] przesunięte w zakres częstotliwości odpowiadający stłumionej nośnej 3 MHz przedstawiono na rys. 7-26. Założono, że generator jednowstęgowy o pasmie przenoszenia od 300 do 3000 Hz jest sterowany dwoma sygnałami o częstotliwościach 1000 i 1200 Hz. Zniekształcenia intermodulacyjne wzmacniacza m.cz. są podobne do wytwarzanych w mieszaczach i wzmacniaczach w.cz., natomiast sygnały harmoniczne są inne iż te, które powstają w obwodach w.cz. wzbudnika. Ponieważ we wzmacnia-

czach m.cz. wzbudnika nie wymaga się dużych mocy, zwykle nietrudno jest utrzymać zniekształcenia na małym poziomie. Aby zredukować przydźwięk sieci, szumy i zniekształcenia występujące we wzmacniaczu m.cz., stosuje się często ujemne sprzężenie zwrotne.

Część wejściowa wzmacniacza m.cz. może zawierać stopnie z kompresją amplitudy [7-6] zapobiegające przyłożeniu zbyt silnych sygnałów do modulatora zrównoważonego, ale zachowujące dużą wartość średniego poziomu m.cz. podawanego na wejście wzbudnika. Praca kompresora jest prawie taka jak odmiany układu ARW, pokrótce omówionego w p. 7-8. Bardziej szczegółowe omówienie układów kompresorów i ARW jest zawarte w rozdz. 20.

7-10. Podstawianie częstotliwości nośnej

Przy nadawaniu sygnału jednowstęgowego z pełną falą nośną mamy do czynienia z widmem częściowo podobnym do konwencjonalnego sygnału dwuwstęgowego zmodulowanego amplitudowo. Sygnał taki może być odebrany przez odbiornik AM. Innym powodem, dla którego emituje się sygnał jednowstęgowy wraz z falą nośną, jest umożliwienie odbioru z automatycznym podstrajaniem. Przy takim odbiorze częstotliwość heterodyny odbiornika jest synchronizowana przez układ ARCz z wypromieniowaną częstotliwością fali nośnej. Dla układów z automatyczną regulacją częstotliwości wypromieniowuje się falę nośną stłumioną o 20 dB, a przy emisji sygnału A3H, który może być odbierany przez odbiorniki AM, jest emitowana pełna fala nośna. W obu tych przypadkach napięcie o częstotliwości nośnej musi omijać pierwszy modulator zrównoważony i być podawane do punktu leżącego za filtrem jednowstęgowym. Do regulacji wielkości poziomu



Rys. 7-27. Układ podstawiania nośnej stosowany w nadajniku LD-T2 produkcji Western Electroc Company

podstawianej nośnej może być zastosowany tłumik oporowy. W układzie na rys. 7-27 regulację poziomu fali nośnej zapewniają potencjometr i dzielniki napięciowe.

Przy wymaganej pracy z pełną falą nośną musi być kontrolowany zarówno poziom nośnej, jak i szczytowa amplituda wstęgi bocznej. Przy pełnej modulacji

poziom nośnej reguluje się tak, aby jej moc była równa $^1/_4$ mocy PEP dopuszczalnej dla nadajnika. Wskazane jest, aby poziom sygnału wstęgi bocznej w miejscu podstawiania nośnej był względnie stały. Napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia musi być dostarczane do wzmacniacza wstęgi bocznej przed układem podstawiania nośnej. Kontrolując poziom wstęgi bocznej w każdych warunkach pracy, możliwe jest utrzymywanie żądanej głębokości modulacji. To samo odnosi się do pracy z nośną pilotującą, kiedy podstawiana nośna jest stłumiona do poziomu —20 dB. Aby zabezpieczyć stałą wartość (kalibrację) podstawianej nośnej, wzmocnienie wzbudnika w zakresie pracy musi być utrzymane lub ustawiane na z góry określonej wartości. Praca z całkowicie stłumioną nośną stawia dużo łagodniejsze wymagania dla układu ARW stosowanego we wzbudnikach.

Literatura

7-1. H. A. Robinson: Conversion of Airborne HF Receiver-Transmitter from Double Sideband to Single Sideband. *Proc. IRE*, December 1956, p. 1794.

7-2. Harold T. McAleer: Mixer Circuit Has Clean Output. Electron. *Industries*, October 1960, pp. 76–77.

7-3. E. W. Herold: The Operation of Frequency Converters and Mixers for Super-heterodyna Reception. *Proc. IRE*, February 1942, p. 84.

7-4. Cruft Laboratory, War Training Staff: Electronic Circuits and Tubes, pp. 402–410. McGraw--Hill Book Company, Inc., New York 1947.

7-5. R. W. Landee, D. C. Davis, A. P. Albrecht: Electronic Designers' Handbook, pp. 7–32÷7–48. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1957.

7-6. F. Langford Smith: Radiotron Designer's Handbook, 4th ed., p. 605. Radio Corporation of America, New York 1953.

7-7. Landee, Davis, Albrecht, *op. cit.*, p. 3–12.

8. GENERACJA CZĘSTOTLIWOŚCI

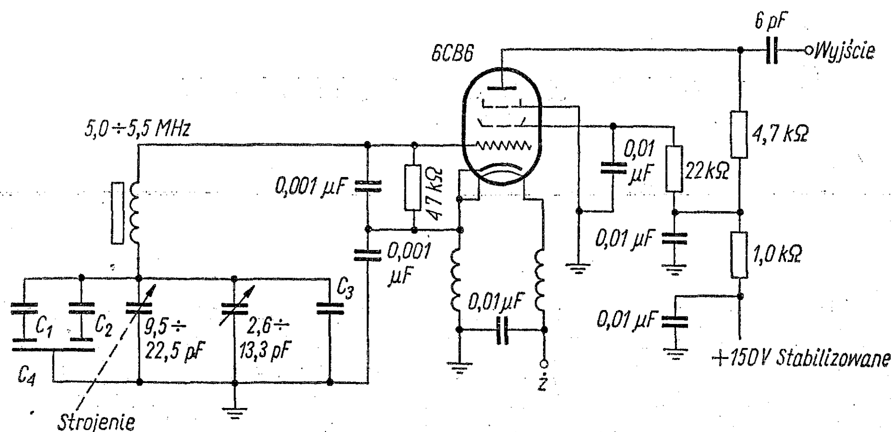
W odbiornikach i wzbudnikach jednowstęgowych do wytwarzania sygnałów leżących w żądanym zakresie fal jest stosowana przemiana częstotliwości. W radiokomunikacyjnych systemach jednowstęgowych, zarówno w nadajnikach jak i w odbiornikach, przy przemianie częstotliwości niezbędne jest zachowanie dużej stabilności częstotliwości heterodyny. Jeśli w systemach jednowstęgowych z pilotującą częstotliwością nośną istnieje błąd częstotliwości w jakimkolwiek stopniu przemiany, komplikuje on zagadnienia automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz). W systemach z wytłumioną częstotliwością nośną błąd częstotliwości powoduje przesunięcie częstotliwości sygnału zdemodulowanego. Wpływ tego błędu został omówiony w p. 3-3.

8-1. Generatory przestrajane (VFO)

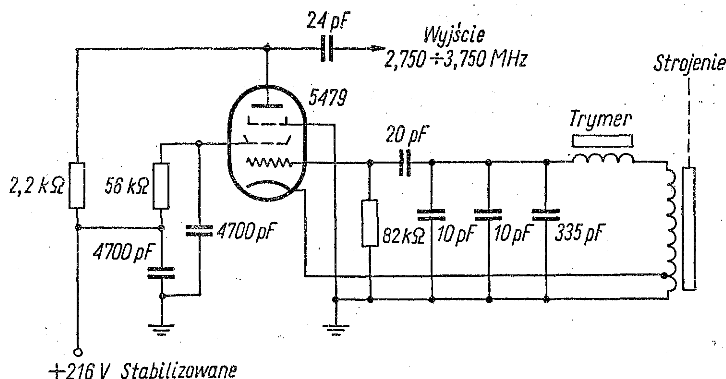
Łączność amatorska na ogół jest prowadzona w pasmach częstotliwości, a nie przy częstotliwościach ustalonych. Radioamator, aby wybrać najkorzystniejszy dla łączności kanał, musi zmieniać częstotliwość za pomocą generatora przestrajanego. Po wybraniu częstotliwości jej dalsza zmiana jest możliwa, lecz nie jest pożądana. Generator przestrajany musi utrzymywać ustaloną częstotliwość dosyć dokładnie, gdyż inaczej praca operatora staje się bardzo żmudna i efekty są niezadowalające. Odbiornik lub wzbudnik z podwójną przemianą częstotliwości o odpowiedniej konstrukcji, zawierający generator kwarcowy oraz generator przestrajany zapewnia płynną zmianę częstotliwości pracy przy znacznie lepszej stabilności częstotliwości niż przy użyciu tylko generatora przestrajanego. W generatorach przestrajanych elementem zmiennym może być albo pojemność, albo indukcyjność. Jeśli potrzebne jest dokładne skalowanie, niezbędna jest liniowa zmiana częstotliwości w funkcji kąta obrotu skali. W generatorach strojonych pojemnościowo liniową zmianę częstotliwości uzyskuje się przez bocznikowanie kondensatora zmiennego za pomocą kondensatora stałego o dużej pojemności lub przez nadanie odpowiedniego kształtu płytkom kondensatora. W generatorach strojonych indukcyjnie do uzwojenia cewki o zmiennym skoku jest wsuwany rdzeń z materiału magnetycznego. Rdzeń jest napędzany za pomocą śruby[1]).

[1]) Ponieważ przenikalność wypadkowa drogi strumienia magnetycznego zmienia się w funkcji położenia rdzenia, generatory tego typu w literaturze amerykańskiej często nazywa się generatorami strojonymi przenikalnością.

Na rys. 8-1 jest pokazany przykład generatora strojonego pojemnościowo. Kondensator zmienny jest połączony w szereg z cewką generatora. Układ ten stanowi odmianę układu Clappa [8-1, 8-2]. Równolegle do kondensatora zmiennego jest przyłączony kondensator C_3, kompensujący wpływ temperatury. Kondensator różnicowy C_4 zapewnia utrzymanie stałej pojemności przyłączonej



Rys. 8-1. Generator przestrajany pojemnościowo (VFO) przeznaczony dla nadajnika amatorskiego $C_1 = 12$ pF o współczynniku cieplnym N1500, $C_2 = 12$ pF o współczynniku cieplnym NPO, $C_3 = 18$ pF o współczynniku cieplnym N80



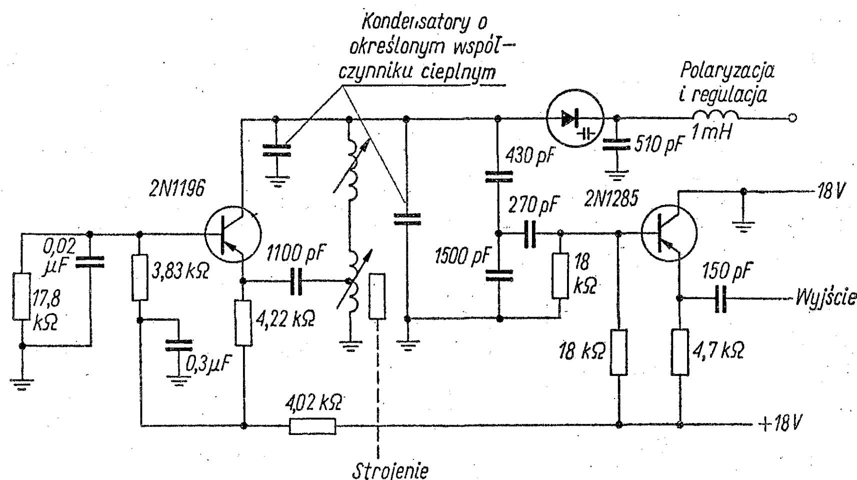
Rys. 8-2. Generator przestrajany indukcyjnie dla nadajnika amatorskiego o zakresie przestrajania 1 MHz

równolegle do kondensatora zmiennego. Przestrajany kondensator różnicowy oraz pojemności C_1 i C_2 umożliwiają uzyskanie bardziej lub mniej ujemnego cieplnego współczynnika pojemności. Omówiony zespół kondensatorów przyłączony równolegle do kondensatora zmiennego umożliwia zestrojenie układu i poprawia stabilność generowanej częstotliwości.

Na rys. 8-2 pokazano generator lampowy strojony indukcyjnie. Kondensator obwodu rezonansowego o dużej pojemności skutecznie zmniejsza wpływ zmian pojemności lampy. Dla uzyskania liniowej zmiany częstotliwości generatora

w funkcji przesunięcia rdzenia, cewka przestrajana jest nawinięta ze zmiennym skokiem. Trymer indukcyjny służy do korekcji częstotliwości w niewielkim zakresie.

Na rys. 8-3 pokazano tranzystorowy generator przestrajany indukcyjnie. Pracuje on w układzie Hartleya ze wspólną bazą i zawiera wzmacniacz separujący.



Rys. 8-3. Tranzystorowy generator przestrajany (VFO), strojony indukcyjnie

We wszystkich generatorach przestrajanych ustawiona częstotliwość pracy pod wpływem różnych czynników może ulec zmianie. Do czynników takich należą zmiany napięcia zasilania (w lampach napięcia żarzenia i napięcia anodowego), zmiany temperatury, luzy napędu i mikrofonowanie.

Zmiany częstotliwości spowodowane zmianami napięcia anodowego można zmniejszyć przez dobór położenia odczepu cewki oraz przez dobór stosunku napięcia ekranu do napięcia anodowego. Wpływ zmian napięcia żarzenia można zmniejszyć przez dobór odpowiedniego sprzęgającego kondensatora siatkowego oraz opornika upływowego siatki. Podobnie w generatorze tranzystorowym zmiany częstotliwości wywołane napięciem zasilania można zmniejszyć przez dobór odpowiedniego położenia odczepu cewki.

Trudnym zagadnieniem jest zmniejszenie wpływu temperatury na częstotliwość pracy generatora przestrajanego. Wydaje się, że nie ma innej metody niż dobór właściwych elementów kompensujących drogą kolejnych prób laboratoryjnych. Jako główna część pojemności strojonej obwodu rezonansowego są zwykle stosowane kondensatory ceramiczne lub mikowe o odpowiednio dobranym współczynniku cieplnym. Kształt cewki i materiał rdzenia są dobierane z punktu widzenia najmniejszego współczynnika cieplnego. Uzwojenie cewki musi być nawijane dokładnie, przy naprężeniu wstępnym. Rdzeń może być wykonany z żelaza karbonylkowego typu E lub z ferrytu. Oba te materiały mogą mieć bardzo małe współczynniki cieplne. Ostateczna kompensacja cieplna jest dokonywana w czasie prób przez dobór odpowiedniego kondensatora kompensującego.

Aby uzyskać żądaną dokładność generatora, może być konieczne zastosowanie ermostatu. Nie zawsze jednak konieczna jest stabilizacja temperatury w całym akresie temperatur pracy. Czasami wystarczy zastosowanie mało dokładnego

grzejnika, który jest włączany tylko przy niskich temperaturach. W wielu zastosowaniach można uniknąć stabilizacji temperatury, lecz dzieje się to kosztem dodatkowych prac związanych z doborem dokładnych kondensatorów kompensujących. Przy konstruowaniu generatorów należy również uwzględnić bezwładność cieplną podzespołów.

Ważnym zagadnieniem jest dokładność skalowania generatora przestrajanego, gdyż daje to operatorowi gwarancję, że nastroił się na właściwą częstotliwość. Liniowa skala częstotliwości umożliwia stosowanie skali interpolacyjnej i uzyskanie w ten sposób dokładniejszego odczytu częstotliwości. Dokładne skalowanie w generatorach strojonych pojemnościowo zależy od dokładności kondensatora obrotowego, a w generatorach strojonych indukcyjnie od dokładności śruby napędzającej rdzeń i precyzji nawinięcia.

Efekt mikrofonowania wywołują drgania elementów lampy, przewodów, cewki i rdzenia. Małe zmiany pojemności, powodowane wstrząsami i drganiami, wywołują modulację częstotliwości napięcia wyjściowego generatora. Istotnym postępem, który przyniosły generatory tranzystorowe, jest wyeliminowanie drgań elementów lampy, które były jedną z przyczyn mikrofonowania.

Dużo informacji dotyczących generatorów można znaleźć w książkach Edsona [8-3] i Thomasa [8-4][1]).

Typowe dane generatora przedstawionego na rys. 8-3 są następujące: zakres częstotliwości 2,5÷3,5 MHz; dokładność skalowania ±750 Hz; wpływ zmian napięcia zasilania o ±1 V równy ±100 Hz; błąd powodowany luzami 100 Hz; wpływ drgań o przyspieszeniu 2g równy 10 Hz.

W układzie wzbudnika lub odbiornika z podwójną przemianą częstotliwości, przedstawionym na rys. 7-4, możliwe jest zastosowanie generatora przestrajanego oraz generatora kwarcowego. Daje to poprawę stabilności częstotliwości w stosunku do stabilności możliwej do uzyskania w układzie z jedną przemianą, w którym częstotliwość generatora przestrajanego jest powielana. Jeśli dla wąskiego zakresu temperatur przyjmie się dokładność częstotliwości generatora przestrajanego $2\cdot10^{-4}$, a generatora kwarcowego $1\cdot10^{-5}$, to błędy częstotliwościowe (w Hz) będą zależały od częstotliwości pracy w sposób przedstawiony w tabl. 8-1 (przyjęto częstotliwość generatora przestrajanego 4 MHz).

Tablica 8-1. Błąd częstotliwościowy wzbudników bez generatora kwarcowego i z generatorem kwarcowym

Częstotliwość pracy [MHz]	Błąd częstotliwościowy generatora przestrajanego [Hz]	Błąd częstotliwościowy generatora kwarcowego [Hz]	Całkowity błąd częstotliwościowy [Hz]	Błąd przy powielaniu częstotliwości generatora przestrajanego [Hz]
4	800	0	800	800
14	800	100	900	2800
28	800	240	1040	5600

Przy obliczaniu błędu powstającego przy powielaniu częstotliwości generatora przestrajanego przyjęto, że częstotliwość wyjściowa tego generatora jest powielana z odpowiednią krotnością, a następnie jest wykorzystywana do mieszania w układzie

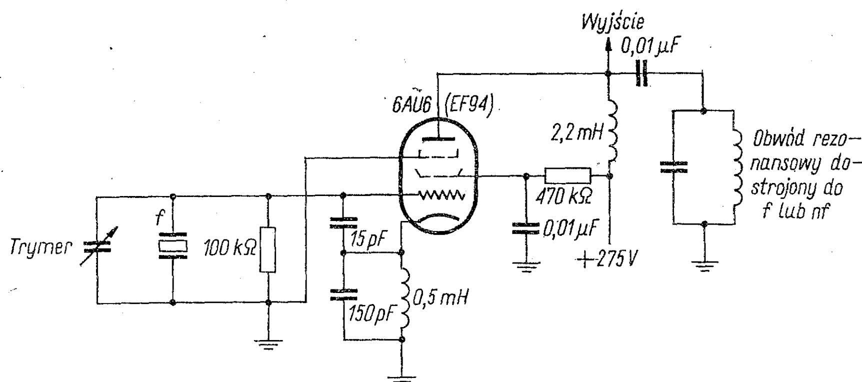
[1]) Fundamentalną pracą w dziedzinie generatorów jest w języku polskim praca prof. J. Groszkowskiego: Generacja i stabilizacja częstotliwości. PWT, Warszawa 1950 (przyp. tłum.).

z jedną przemianą częstotliwości. Dzięki wprowadzeniu układów z generatorem kwarcowym i generatorem przestrajanym, uzyskano znacznie lepszą dokładność częstotliwości. Układy tego typu są obecnie powszechnie stosowane w urządzeniach jednowstęgowych ze strojeniem ciągłym.

8-2. Generatory kwarcowe [8-5]

W poprzednim punkcie omówiono metodę poprawienia stabilności częstotliwości przez zastosowanie układu wzbudnika lub odbiornika z podwójną przemianą częstotliwości. Poprawę można uzyskać jedynie w przypadku, gdy generator kwarcowy jest bardziej stabilny niż generator przestrajany. Warunek ten można łatwo spełnić stosując prosty generator kwarcowy z rezonatorem kwarcowym cięcia AT (typu CR 18Z/U). Chcąc uzyskać jeszcze lepszą stabilność cieplną generatora można umieścić rezonator kwarcowy w termostacie lub zastosować układ kompensacji cieplnej.

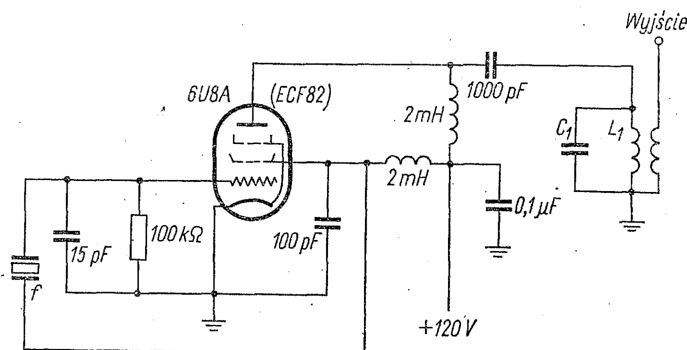
W generatorach kwarcowych można stosować układ Colpittsa, podobny do układu stosowanego w generatorach przestrajanych. Na schemacie pokazanym na rys. 8-4 rezonator kwarcowy zastępuje równoległy obwód rezonansowy w typowym układzie Colpittsa. Właściwy układ generacyjny obejmuje katodę, siatkę



Rys. 8-4. Generator kwarcowy w układzie Colpittsa

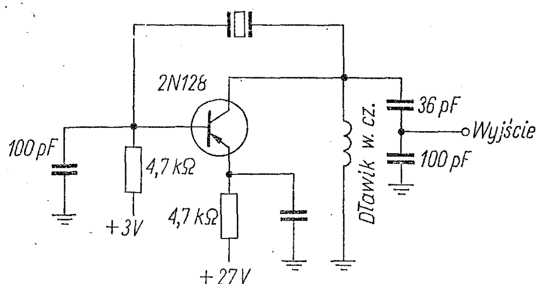
sterującą i siatkę ekranującą lampy. Jest on sprzężony elektronowo z obwodem anodowym, który jest nastrojony albo na częstotliwość podstawową, albo na częstotliwość harmoniczną rezonatora kwarcowego. Przeciąganie częstotliwości przy przestrajaniu obwodu anodowego jest zmniejszone dzięki separacji, jaką daje sprzężenie elektronowe. W przypadku dostrojenia obwodu anodowego do częstotliwości podstawowej oddziaływanie to jest jeszcze zauważalne. Pożądane jest zatem stosowanie albo obwodu anodowego niestrojonego, albo obwodu nastrojonego na częstotliwość harmoniczną.

Na rysunku 8-5 jest przedstawiony zmodyfikowany generator Pierce'a ze sprzężeniem między ekranem a siatką sterującą. Również tutaj do separacji rezonatora kwarcowego od obwodu wyjściowego wykorzystano sprzężenie elektronowe. W obydwu układach, przy doszlifowywaniu rezonatora kwarcowego na ostateczną wartość częstotliwości pracy, należy uwzględnić pojemność obwodu. Do wyrównania pojemności obwodu oraz do niewielkiej kompensacji błędów szlifowania rezonatora można zastosować mały kondensator zmienny.



Rys. 8-5. Zmodyfikowany generator Pierce'a przeznaczony do stosowania w przypadkach, gdy jest wymagana średnia stabilność częstotliwości. Obwód L_1C_1 jest dostrojony do częstotliwości f lub nf

Na rys. 8-6 pokazano tranzystorowy generator kwarcowy. W układzie tym nie są potrzebne obwody rezonansowe, natomiast może być pożądane zastosowanie trymera załączonego równolegle do rezonatora kwarcowego w celu korekcji częstotliwości generatora.



Rys. 8-6. Tranzystorowy generator kwarcowy

Zbyt silne sprzężenie zwrotne może powodować płynięcie (dryft) częstotliwości generatora, wskutek nagrzewania się rezonatora kwarcowego. W generatorach, w których jest wymagana bardzo dobra stabilność częstotliwości, niezbędna jest regulacja amplitudy.

Większość generatorów kwarcowych, bez stabilizacji temperatury i kompensacji, w zakresie temperatur od -55 do $+105°C$, może dać stabilność $5 \cdot 10^{-5}$. Znacznie lepszą dokładność można uzyskać, jeśli zmniejszy się zakres temperatur (np. jeśli generator pracuje w temperaturze pokojowej lub jeśli jest zastosowana kompensacja temperatury). Zagadnienie to będzie omówione obszerniej w p. 8-6.

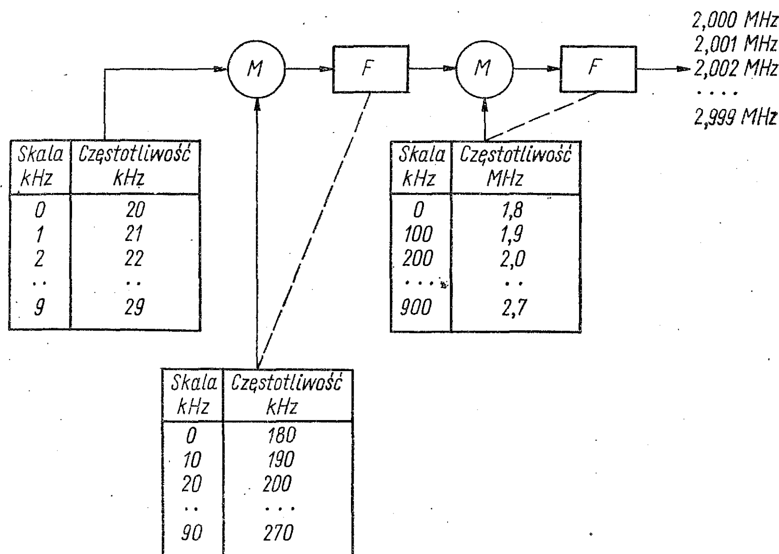
8-3. Zwykłe syntetyzery częstotliwości[1)]

Częstotliwość heterodyny potrzebną do przemiany częstotliwości we wzbudniku lub w odbiorniku można wytworzyć przez kolejne dodawanie i odejmowanie stabilnych częstotliwości składowych, otrzymywanych z dokładnych generatorów

---

1) W polskim słownictwie technicznym są stosowane różne określenia: syntezer, syntetyzer, syntezator. Przymiotnik „zwykły" zastosowano w celu odróżnienia od syntetyzera z generatorem synchronizowanym (przyp. tłum.).

kwarcowych lub przez kombinację częstotliwości otrzymywanych ze wzorców częstotliwości i dzielników częstotliwości. Częstotliwość wyjściowa syntetyzera jest w ten sposób składana (syntezowana) z kilku częstotliwości składowych. Układ tego rodzaju można w sposób logiczny nazywać zwykłym syntetyzerem częstotliwości. Na rys. 8-7 przedstawiono uproszczony schemat blokowy jednego z układów tego typu.

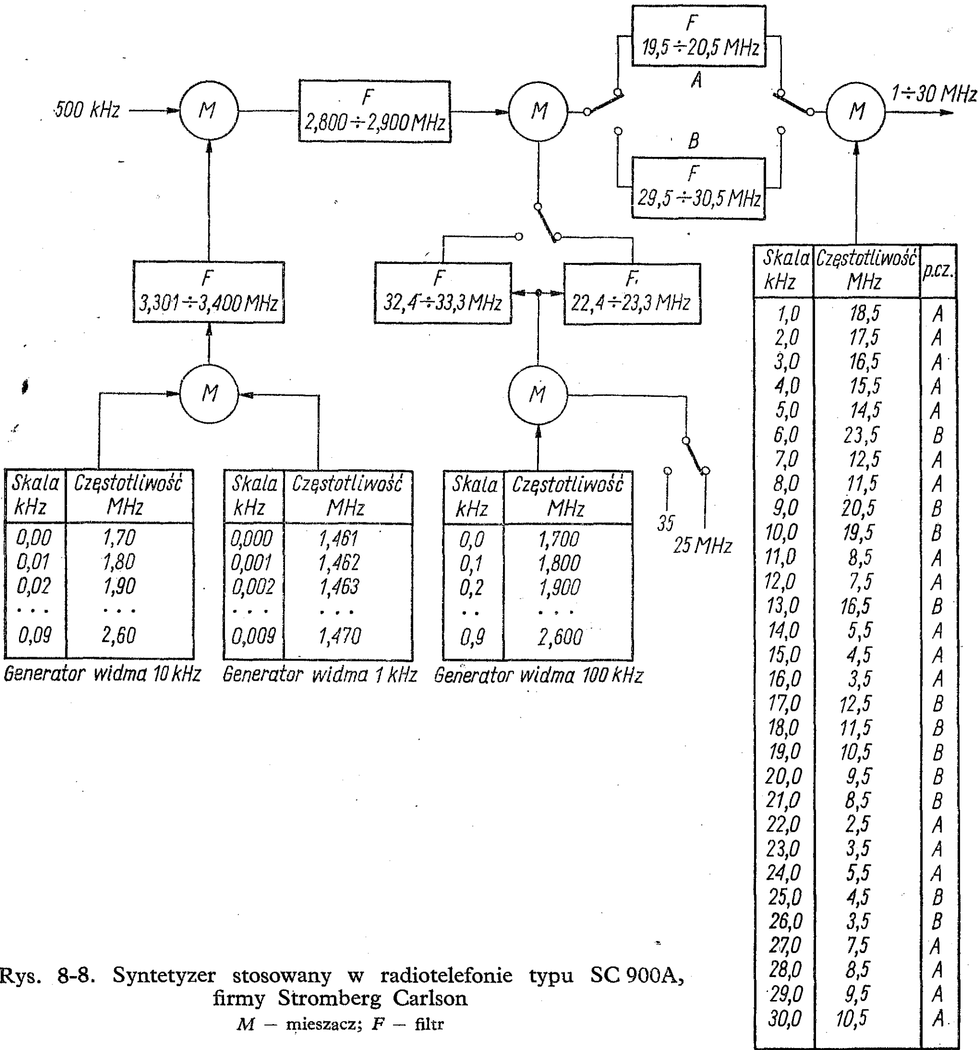


Rys. 8-7. Prosty syntetyzer częstotliwości, pokrywający zakres 1 MHz
M — mieszacz; *F* — filtr strojony

Siatka częstotliwości o odstępie 1 kHz jest realizowana za pomocą częstotliwości od 20 do 29 kHz otrzymywanych z generatorów kwarcowych lub z prążków widma, uzyskiwanych z dzielnika częstotliwości lub generatora harmonicznych. Nastawienie tych jednokilohercowych skoków jest wykonywane za pomocą przełącznika, ze skalą oznaczoną wartościami od 0 do 9 kHz. W podobny sposób są wybierane, za pomocą innych przełączników, skoki częstotliwości wyjściowej co 10 i co 100 kHz. Przez odpowiednie wybranie trzech częstotliwości doprowadzonych do mieszaczy uzyskuje się dowolną częstotliwość wielokrotną co 1 kHz, w zakresie od 2 do 3 MHz. Przy ustalaniu częstotliwości składowych bardzo ważnym zagadnieniem jest taki ich dobór, aby nie powstawały niepożądane składowe przemiany niskich rzędów. Z tego punktu widzenia problem doboru częstotliwości w syntetyzerze jest taki sam jak problem doboru częstotliwości heterodyn w jednowstęgowym odbiorniku lub wzbudniku. Filtry strojone załączone po mieszaczach muszą zapewnić odpowiednie tłumienie wszystkich niepożądanych składowych widma wyjściowego. Ograniczone możliwości realizacji filtrów wpływają również na dobór częstotliwości składanych w syntetyzerze.

Jeśli jest potrzebne pokrycie szerszego zakresu częstotliwości, można zastosować odmianę układu przedstawioną na rys. 8-8. W układzie tym do mieszaczy i filtrów są doprowadzone cztery grupy częstotliwości heterodyn. Ponieważ

górny rząd mieszaczy znajduje się w torze sygnału odbiornika lub wzbudnika, niemożliwe jest w tym przypadku rozdzielenie syntetyzera od układu wytwarzającego lub odbierającego sygnał. Syntetyzer tego typu odpowiada układom normalnie stosowanym, w których do mieszaczy w miarę przesuwania częstotliwości w górę lub w dół są wprowadzane kolejno odpowiednie częstotliwości heterodyn (nośne). Kombinacja częstotliwości heterodyn pokazana na rys. 8-8



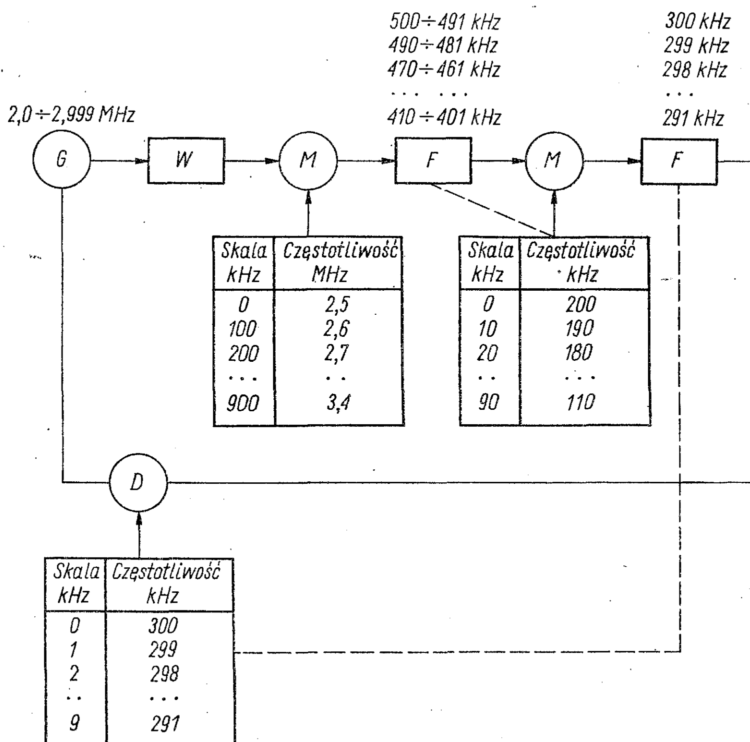
Rys. 8-8. Syntetyzer stosowany w radiotelefonie typu SC 900A, firmy Stromberg Carlson
M — mieszacz; *F* — filtr

daje w zakresie od 1 do 30 MHz siatkę częstotliwości co 1 kHz. Przedstawiona powyżej zasada działania zwykłego syntetyzera polega na kolejnym mieszaniu i filtrowaniu. Żądana częstotliwość wyjściowa jest arytmetyczną sumą częstotliwości heterodyn i częstotliwości sygnału.

8-4. Syntetyzery z generatorem synchronizowanym[1]

Między zwykłymi syntetyzerami a syntetyzerami z generatorem synchronizowanym istnieje duże podobieństwo. W obu dla uzyskania żądanej wartości i stabilności częstotliwości wyjściowej jest potrzebne źródło sygnałów wejściowych o bardzo stabilnych częstotliwościach. Różnica polega jednak na tym, że w zwykłym syntetyzerze częstotliwości składowe są wykorzystywane bezpośrednio, podczas gdy w syntetyzerze z generatorem synchronizowanym są one stosowane jedynie jako źródło częstotliwości odniesienia do synchronizacji częstotliwości generatora przestrajanego.

Na rys. 8-9 pokazano uproszczony układ syntetyzera z generatorem synchronizowanym. Tak jak w zwykłym syntetyzerze, trzy przełączniki dekadowe służą tutaj do strojenia układu oraz do wybierania właściwych częstotliwości podawa-



Rys. 8-9. Schemat blokowy prostego syntetyzera z generatorem synchronizowanym
G — generator przestrajany; *W* — wzmacniacz separujący; *M* — mieszacz; *F* — filtr strojony; *D* — dyskryminator fazy

nych na mieszacze. Oś elementu strojeniowego generatora przestrajanego (VFO) jest ustawiana za pomocą napędu mechanicznego w położenie odpowiadające częstotliwości żądanej. W innych rozwiązaniach generator przestrajany może być wyposażony w dodatkową skalę i może być ustawiany niezależnie. W przy-

[1] W literaturze amerykańskiej ten typ układów syntezy częstotliwości jest nazywany stabilized master oscillator (SMO) (przyp. tłum.).

padku niedostatecznego filtrowania w torach pomocniczych częstotliwości sygnałów doprowadzanych do mieszaczy mogą się pojawić niepożądane produkty o zbyt dużej amplitudzie. Do produktów tych należą częstotliwości lustrzane, harmoniczne, składowe przemiany wyższych rzędów. Podobnie jak w odbiorniku, należy tutaj starannie dobrać częstotliwości, uwzględniając możliwość powstania niepożądanych składowych przemiany.

Po prześledzeniu toru sygnału w syntetyzerze z generatorem synchronizowanym widać, że błąd generatora w stosunku do wartości nastawionej na skali powoduje powstanie na wyjściu detektora fazy dudnień częstotliwości akustycznych [8-6].

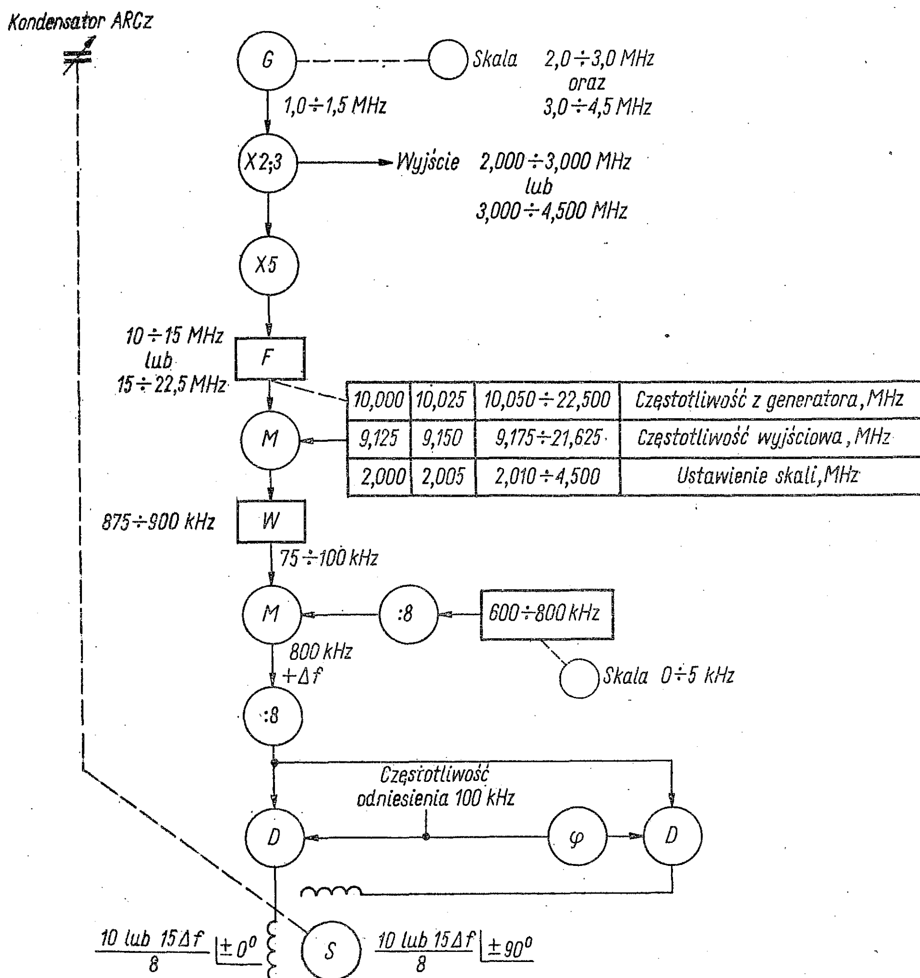
Przy zerowym błędzie częstotliwościowym generatora, na wyjściu detektora fazy powstaje sygnał prądu stałego. Wielkość i polaryzacja tego sygnału zależą od fazy napięcia generatora przestrajanego względem faz sygnałów pomocniczych oraz fazy napięcia odniesienia detektora. Jeśli różnica faz tych napięć jest dodatnia, to na wyjściu detektora fazy pojawia się napięcie prądu stałego o określonej polaryzacji. Jeśli różnica faz jest ujemna, na wyjściu pojawia się napięcie o polaryzacji przeciwnej. W ten sposób na wyjściu detektora fazy otrzymuje się sygnał korygujący częstotliwość generatora o polaryzacji zależnej od kierunku odchylenia częstotliwości generatora do częstotliwości sygnału odniesienia.

W powyższym przykładzie, jeśli sygnał wyjściowy któregokolwiek z generatorów widma oprócz częstotliwości żądanej zawiera inne częstotliwości, istnieje możliwość synchronizowania się generatora przestrajanego przy niewłaściwej częstotliwości. Zazwyczaj dokładność generatora przestrajanego jest wystarczająca, aby nie było trudności z jego synchronizacją do właściwych prążków częstotliwości leżących w odległości 100 kHz od siebie. Jeżeli jednak napięcie heterodyny dającej siatkę częstotliwości co 10 kHz zawiera znaczną liczbę sąsiednich prążków częstotliwości, istnieje niebezpieczeństwo, że generator przestrajany zsynchronizuje się do niewłaściwego prążka 10 kHz. Jeszcze większe niebezpieczeństwo występuje przy siatce 1 kHz. Niebezpieczeństwa tego można uniknąć przez zawężenie pasma przenoszenia ostatniego filtru strojonego tak, aby wyeliminować sąsiednie prążki oddalone o 1 kHz. Wówczas jednak generator przestrajany musi mieć dokładność częstotliwości mieszczącą się w pasmie przenoszenia tego filtru, czyli w przybliżeniu ± 500 Hz.

Omówione powyżej pewne zagadnienia związane z doborem częstotliwości w syntetyzerach z generatorem synchronizowanym pokazują, dlaczego przedstawiony przykład nie jest zbyt dobry w praktyce. Układ taki może być stosowany wówczas, gdy sygnały pomocnicze nie zawierają sąsiednich prążków częstotliwości dzięki bardzo dobremu odfiltrowaniu lub jeśli te częstotliwości są wytwarzane w generatorach synchronizowanych o bardzo czystym sygnale wyjściowym.

W syntetyzerze z generatorem synchronizowanym można stosować mechaniczną (za pomocą silnika) lub elektroniczną (za pomocą lamp reaktancyjnych) regulację częstotliwości. Elektroniczna regulacja częstotliwości generatora przestrajanego przez zmianę reaktancji może być realizowana za pomocą układu lampowego, nasycanej cewki w.cz. lub kondensatora o pojemności zależnej od doprowadzonego napięcia. W pierwszych wersjach syntetyzerów z generatorem synchronizowanym stosowano do regulacji silnik dwufazowy napędzający mały kondensator zmienny, za pomocą którego był strojony generator przestrajany. Na rys. 8-10 podano wartości częstotliwości sygnałów pomocniczych w tego rodzaju syntetyzerze. Syntetyzer ten pokrywa w sposób płynny zakres częstotliwości od 2 do 4,5 MHz. Częstotliwość generatora przestrajanego jest prze-

twarzana (przez odpowiednie mieszanie) na częstotliwość około 100 kHz, na której jest ona porównywana z częstotliwością odniesienia 100 kHz. Sygnał odniesienia 100 kHz jest dzielony na dwie gałęzie, z których jedna jest przesunięta w fazie o 90°. Nominalna częstotliwość około 100 kHz jest wytwarzana przez dzielenie przez 8 częstotliwości generatora przestrajanego, przetworzonej

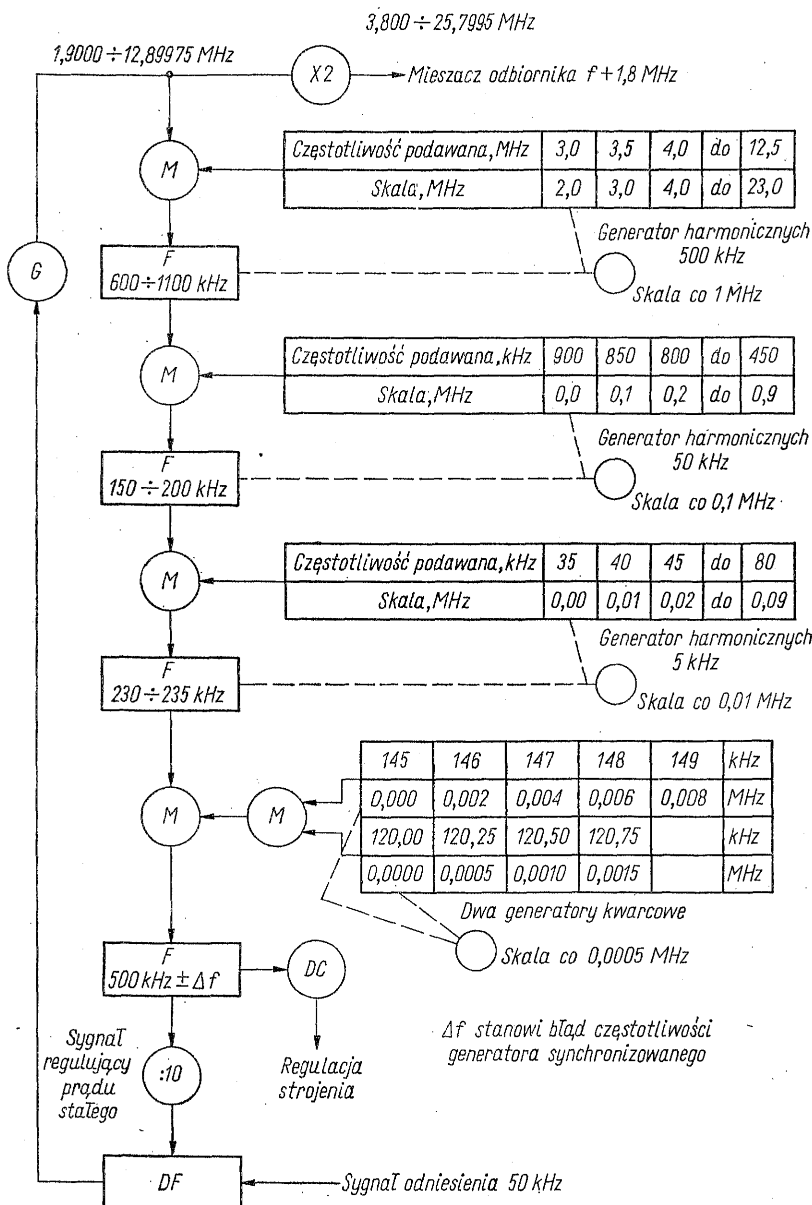


Rys. 8-10. Syntetyzer z automatyczną regulacją częstotliwości za pomocą silnika

G — generator przestrajany; *X2*, *X3*, *X5* — powielacze; *F* — filtr strojony; *M* — mieszacz; *W* — wzmacniacz p.cz.; *8* — dzielnik; *D* — detektor i wzmacniacz; *φ* — przesuwnik fazy o 90°; *S* — silnik dwufazowy

na około 800 kHz. Przetworzona częstotliwość generatora przestrajanego oraz częstotliwość odniesienia 100 kHz są doprowadzane do dwóch detektorów fazy, w których powstaje napięcie dwufazowe (ponieważ w jednym z detektorów fazy napięcie odniesienia jest przesunięte o 90°). Po wzmocnieniu, amplituda sygnałów jest dostateczna do wysterowania małego silnika dwufazowego, napędzającego kondensator strojeniowy. Wzajemne przesunięcie fazy sygnałów wyjściowych jest

takie, aby silnik obracał kondensator w kierunku zmniejszania do zera błędu częstotliwościowego. Silnik musi pracować w szerokim zakresie częstotliwości (od częstotliwości równej maksymalnemu błędowi do częstotliwości równej zeru). Silnik typu histerezowego obraca się nawet przy powolnej rotacji fazy dwufazowych sygnałów sterujących. O doborze częstotliwości pomocniczych (dla



Rys. 8-11. Schemat blokowy syntetyzera z fazową ARCz, stosowanego w radiotelefonie lotniczym typu AN/ARC-65 firmy RCA

G — generator przestrajany; *X2* — powielacz; *M* — mieszacz; *F* — filtr; *DC* — dyskryminator częstotliwości; *:10* — dzielnik; *DF* — dyskryminator fazy

dowolnej częstotliwości wyjściowej) omawianego syntetyzera z generatorem synchronizowanym można zorientować się z tablic podanych na rys. 8-10.

Na rys. 8-11 przedstawiono schemat blokowy innego syntetyzera. W układzie tym, po każdym ustawieniu częstotliwości za pomocą przełączników, częstotliwość generatora przestrajanego jest sprowadzana do najmniejszej wartości. Następnie generator przestraja się od dolnego do górnego końca zakresu. Przetworzony w mieszaczach sygnał przechodzi kolejno przez filtry załączone po każdym mieszaczu i w końcu dochodzi do detektora fazy. Częstotliwość odniesienia 50 kHz jest zdudniana z przetworzoną częstotliwością generatora, leżącą w pobliżu 50 kHz (odchyłka zależy od błędu częstotliwości generatora) i w ten sposób jest wytwarzane napięcie sterujące układu korekcji częstotliwości generatora. Błąd częstotliwościowy generatora określa częstotliwość dudnień na wyjściu detektora fazy. Ponieważ na wejściu detektora fazy jest załączony dzielnik częstotliwości, błąd generatora jest dzielony przez 10, co jednak nie ma istotnego znaczenia, gdyż działanie korygujące pętli regulacji jest (podobnie jak w układzie z rys. 8-10) skuteczne aż do zerowej częstotliwości dudnień. Nastawienie żądanej częstotliwości za pomocą przełączników powoduje odpowiednie wybranie środkowej częstotliwości filtrów, przez które przechodzą żądane prążki widma częstotliwości. Analiza układu z rys. 8-11 umożliwia ustalenie wartości częstotliwości pomocniczych podawanych do wszystkich mieszaczy, dla dowolnej wartości częstotliwości wyjściowej [8-7].

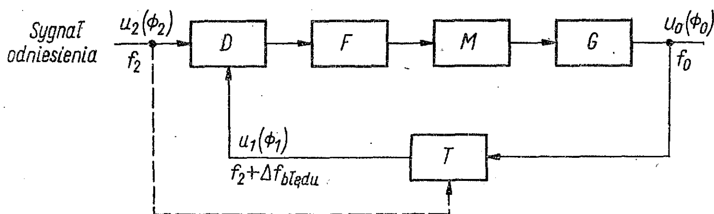
8-5. Fazowa automatyczna regulacja częstotliwości

Niezależnie od częstotliwości pracy i rodzaju zastosowanego układu, we wszystkich syntetyzerach z generatorem synchronizowanym jest stosowana fazowa automatyczna regulacja częstotliwości (fazowa ARCz), zwana również automatyczną regulacją fazy (ARF). W układach fazowej ARCz wyjściowa częstotliwość generatora synchronizowanego jest regulowana za pomocą sygnału wzorcowego lub sygnału odniesienia. Po zakończeniu korekcji średni błąd częstotliwości w stosunku do częstotliwości wzorcowej jest równy zeru, a faza mieści się w granicach $\pm 90°$ od wartości nominalnej.

Schemat blokowy pętli fazowej ARCz pokazano na rys. 8-12. Regulowany generator pokrywa żądany zakres częstotliwości, w obrębie którego jest przestrajany. Pożądane jest, aby generator pracujący w otwartej pętli był jak najbardziej stabilny, gdyż zmniejsza to wymagania dotyczące zakresu omawianej pętli ARCz oraz modulację częstotliwości szumem, co będzie później wyjaśnione. Ważne jest również, aby dokładność strojenia częstotliwości była duża, aby zapewnić właściwe zsynchronizowanie z wybraną częstotliwością. Układ syntezy częstotliwości wraz z zawartymi w nim filtrami przetwarzają częstotliwość generatora na częstotliwość sygnału odniesienia lub sygnału wzorcowego. Ponieważ jakakolwiek zmiana częstotliwości w procesie syntezy spowodowałaby analogiczną zmianę częstotliwości porównywanej w detektorze fazy, zatem dokładność częstotliwości układu syntezy musi być duża. Synteza częstotliwości jest dokonywana za pomocą mnożenia, dzielenia lub mieszania częstotliwości doprowadzanych do układu. Częstotliwości te są uzyskiwane z generatorów widma synchronizowanych wzorcem częstotliwości (rys. 8-9 i 8-11).

Napięcie wyjściowe układu syntezy częstotliwości wraz z napięciem odniesienia jest doprowadzane do detektora fazy. Chociaż napięcie odniesienia ma

zwykle jedną ustaloną częstotliwość, może się ono skokowo zmieniać (rys. 8-9). Jeśli obydwa sygnały wejściowe detektora fazy nie mają jednakowej częstotliwości, zachowuje się on tak jak demodulator, dając na wyjściu częstotliwość równą różnicy częstotliwości sygnałów wejściowych. Bardziej szczegółowo zostanie wyjaśnione działanie detektora fazy w pobliżu zera dudnień. Po detektorze fazy jest załączony filtr dolnoprzepustowy, służący do stłumienia na wyjściu składowych o częstotliwościach wejściowych i ich harmonicznych oraz ukształtowania amplitudowej i fazowej charakterystyki przenoszenia układu dla sygnału regulacyjnego o częstotliwości błędu. Przy projektowaniu tego filtru należy uwzględnić takie czynniki, jak zakres chwytania synchronizacji, stabilność pętli i szerokość pasma szumów. Będzie to omówione obszernie później.



Rys. 8-12. Ogólny schemat blokowy pętli fazowej automatycznej regulacji częstotliwości

D — dyskryminator fazy; F — filtr; M — modulator reaktancyjny; G — generator synchronizowany; T — układy przemiany częstotliwości i filtry

Na wyjściu filtru jest załączony modulator reaktancyjny, taki jak lampa reaktancyjna, cewka nasycana lub dioda pojemnościowa (waraktor). Modulator ten zmienia częstotliwość generatora regulowanego, dążąc do wyeliminowania błędu częstotliwościowego otwartej pętli.

Zanim zostanie omówione bardziej szczegółowo działanie pętli fazowej ARCz, należy rozważyć działanie detektora fazy.

Działanie jego można wyjaśnić analizując zależności fazowe między napięciem generatora (jeśli trzeba, to przetworzonym częstotliwościowo) a napięciem odniesienia. Jeśli te dwa napięcia zostaną podane szeregowo na diody, powstanie wyjściowe napięcie o częstotliwości równej różnicy częstotliwości sygnału wejściowego, czyli

$$u(t) = A\cos[\phi_1(t) - \phi_2(t)]$$

We wzorze powyższym $\phi_1(t)$ jest fazą jednego z sygnałów wejściowych np. generatora, a $\phi_2(t)$ jest fazą sygnału odniesienia. Wówczas

$$u(t) = A\cos\theta(t) \qquad (8\text{-}1)$$

przy czym $\theta(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t)$.

Załóżmy, że częstotliwość generatora $\omega_1(t)$ zmienia się w sposób płynny tak, że zbliża się do częstotliwości sygnału odniesienia ω_2 i gdy $t \to t_0$, wówczas

$$\Omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2 \to 0$$

Częstotliwość różnicowa $\Omega(t)$ jest funkcją ciągłą i staje się ujemna, gdy

$$\omega_1(t) < \omega_2$$

Mierząc czas od t_0 otrzymujemy

$$\theta(t) = \int_{t_0}^{t} \Omega(t)\, \mathrm{d}t + \theta_0 \tag{8-2}$$

przy czym θ_0 jest różnicą fazy między $\omega_1(t)$ a ω_2 w chwili t_0. Jeśli

$$\Omega\,(t) = kt$$

to znaczy, gdy $\omega_1(t)$ jest liniową funkcją czasu, wówczas

$$\theta(t) = k\,(t^2 - t_0^2) + \theta_0$$

Zatem w pobliżu $t = t_0$, $\theta(t)$ jest parzystą funkcją czasu. Z równania (8-1) wynika, że $u(t)$ jest w pobliżu $t = t_0$ również parzystą funkcją czasu.

Zależności występujące w pobliżu zerowej częstotliwości dudnień można zilustrować graficznie za pomocą wykresu wektorowego. Wektor wypadkowy $\mathbf{u}$ jest sumą dwóch wirujących wektorów $\mathbf{u}_1$ i $\mathbf{u}_2$, które w chwili $t = t_0$ obracają się z taką samą prędkością. Na rys. 8-13 pokazano wykres wektora wypadkowego. Przyjęto, że układ odniesienia wiruje w ten sposób, że wektor $\mathbf{u}_2$ jest nieruchomy. Wektor wypadkowy $\mathbf{u}$ zmienia się z prędkością kątową $\Omega(t)$. Rozpatrzmy wektory w chwili $t_0 - \Delta t$, tuż przed osiągnięciem zerowej częstotliwości dudnień. Przyjmujemy, że $u_1(t)$ ma nieco większą częstotliwość niż $u_2(t)$, tak że wektor $\mathbf{u}_1$ obraca się względem $\mathbf{u}_2$ w kierunku przeciwnym względem ruchu wskazówek zegara. Jak pokazano na rysunku, w chwili t_0 wektor $\mathbf{u}_1$ jest nieruchomy i przesunięty względem u_2 o kąt θ_0, a następnie w chwili $t_0 + \Delta t$ zaczyna się obracać zgodnie z ruchem wskazówek zegara, ponieważ częstotliwość $u_1(t)$ stała się mniejsza niż częstotliwość $u_2(t)$. Kształt krzywej napięcia wyjściowego $u(t)$ w pobliżu $t = t_0$ zależy od fazy θ_0. Na rys. 8-13 pokazano również składową zmienną napięcia wyjściowego dla różnych wartości θ_0. Należy przy okazji zauważyć, że przyjęcie definicji częstotliwości

$$\Omega(t) = \frac{\mathrm{d}\,\theta(t)}{\mathrm{d}t}$$

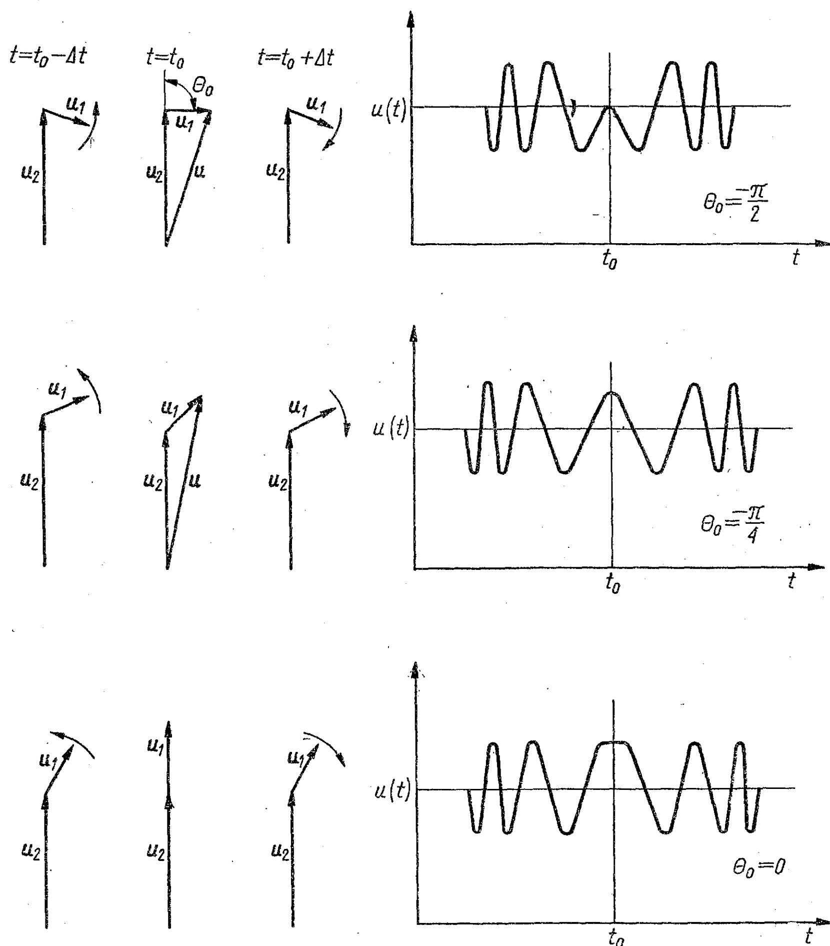
prowadzi do zmiany znaku częstotliwości przy $t = t_0$. Zatem w tym przypadku koncepcja „częstotliwości ujemnej" ma rzeczywisty sens [8-8].

Z analizy rys. 8-13 wynika, że przyłożenie do diody dwóch przebiegów sinusoidalnych o jednakowej częstotliwości i stałej amplitudzie powoduje powstanie wyjściowego napięcia stałego, proporcjonalnego do różnicy faz tych przebiegów. Wypadkowe napięcie U ma amplitudę (stosując prawo cosinusów)

$$U = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + 2u_1\,u_2 \cos\theta} \tag{8-3}$$

przy czym u_1 i u_2 są amplitudami wektorów $\mathbf{u}_1$ oraz $\mathbf{u}_2$.

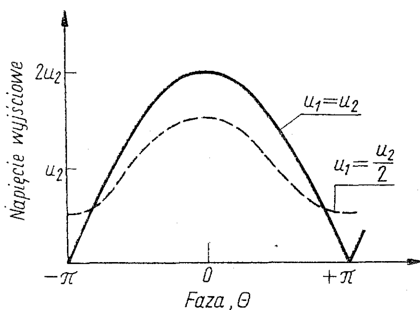
Jak widać, stałe napięcie wyjściowe jest funkcją kąta θ, a zatem pojedyncza dioda może być zastosowana jako detektor fazy. Jeśli amplitudy napięć u_1 i u_2 są równe, to amplituda odfiltrowanego sygnału wyjściowego detektora fazy jest taka sama jak amplituda połowy obwiedni dwuczęstotliwościowego sygnału pomiaro-



Rys. 8-13. Trzy wykresy wektorowe ilustrujące zależności fazowe w chwili t_0 oraz kształt fali sumy wektorów, gdy częstotliwość sygnału u_1 przesuwa się przez częstotliwość sygnału u_2

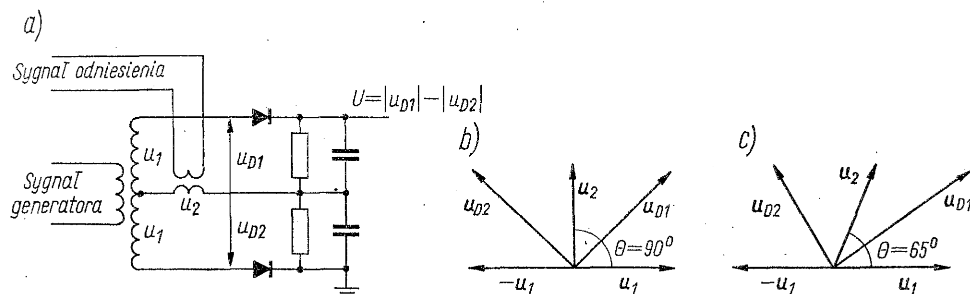
wego złożonego z sygnałów o jednakowej amplitudzie, pokazanego na rys. 8-14 linią ciągłą. Jeśli amplituda jednego z napięć jest równa połowie amplitudy drugiego napięcia, na wyjściu detektora powstaje takie napięcie, jak pokazano linią przerywaną na rys. 8-14.

Z rys. 8-14 widać, że napięcie wyjściowe detektora fazy z jedną diodą nigdy nie może zmieniać znaku. Jak widać z równania (8-3), jego napięcie wyjściowe jest funkcją amplitudy obu sygnałów wejściowych oraz ich różnicy faz. Tego rodzaju detektor znajduje najszersze zastosowanie w układach, w których można stosować polaryzację napięciem stałym, jak np. w układach korekcji częstotliwości stosujących diodę pojemnościową, lub w których można skompensować polaryzację napięciem stałym. Aby uniknąć zmiany wartości stałego napięcia wyjściowego wskutek zmian, poziomu sygnału wejściowego, ważne w tym układzie jest utrzy-



Rys. 8-14. Sygnał wyjściowy z jednodiodowego detektora fazy

mywanie stałej amplitudy obydwu sygnałów detektora fazy za pomocą ograniczników lub ARW.



Rys. 8-15. Detektor fazy w układzie przeciwsobnym (a); wykres wektorowy dla $\theta = 90°$ (b); wykres wektorowy dla $\theta = 65°$ (c)

Detektor fazy w układzie przeciwsobnym, pokazany na rys. 8-15a, ma pewne zalety w porównaniu z detektorem z jedną diodą. W układzie tym jeden z sygnałów (u_2) jest podawany na obydwie diody z jednakową polaryzacją, a drugi sygnał (u_1) jest podawany na każdą z diod z polaryzacją przeciwną. Wykresy wektorowe napięć na obydwu diodach dla różnicy fazy między $\mathbf{u}_1$ a $\mathbf{u}_2$ wynoszącej 90° pokazano na rys. 8-15b, a dla 65° na rys. 8-15c. Jeśli przyjmie się diody idealne, to napięcie wyjściowe detektora fazy wynosi

$$U = u_{D1}+u_{D2} = \sqrt{u_1^2+u_2^2+2u_1 u_2 \cos\theta}-\sqrt{u_1^2+u_2^2-2u_1 u_2 \cos\theta} \qquad (8\text{-}4)$$

Rozwijając powyższe wyrażenie w szereg otrzymamy [8-9]

$$U = +2u_1 \cos\theta \left[1-\frac{\left(\frac{u_1}{u_2}\right)^2}{2}(1-\cos^2\theta)+\frac{\left(\frac{u_1}{u_2}\right)^4}{8}(3-10\cos^2\theta+7\cos^4\theta)+\ldots\right]$$

Jeśli $\theta \to 0$, to $U \to +2u_1$, a jeśli $\theta \to \frac{\pi}{2}$, to $U \to 0$. Dla wartości kątów między 0 a $\frac{\pi}{2}$ napięcie wyjściowe zależy od u_2. Jeśli $u_2 \gg u_1$, napięcie wyjściowe zbliża się do funkcji cosinusoidalnej kąta θ i jest praktycznie niezależne od u_2. Dla zmiany u_2 od wartości równej $5u_1$ do ∞ zmiana napięcia wyjściowego dla dowolnego

kąta jest mniejsza od 2%. Ponieważ napięcie wyjściowe jest różnicą dużych napięć, jakakolwiek nierównowaga będzie miała wpływ na dokładność. Z tego powodu korzystniej jest, aby w układzie z rys. 8-15a u_2 było napięciem większym, gdyż napięcie to jest przyłożone bezpośrednio do obu diod i jest niezależne od asymetrii transformatora różnicowego, powodowanej niejednakową rezystancją obu połówek uzwojenia wtórnego.

Dla $u_1 = u_2$ równanie (8-4) upraszcza się do postaci

$$U = +\sqrt{2}\,u_1[(1+\cos\theta)^{1/2}-(1-\cos\theta)^{1/2}]$$

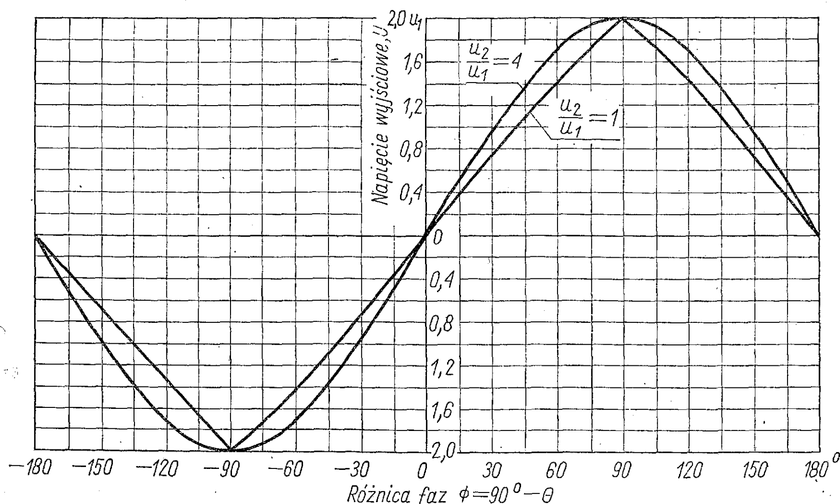
$$U = +2u_1\left(\left|\cos\frac{\theta}{2}\right| - \left|\sin\frac{\theta}{2}\right|\right)$$

Dla zakresu od $\theta = 0$ do $\theta = \frac{\pi}{2}$ będzie

$$U = +2\sqrt{2}\,u_1 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2}\right).$$

Ponieważ wyrażenie to jest częścią sinusoidy, jest ono praktycznie liniowe w zakresie od $\theta = 0$ do $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Na rys. 8-16 pokazano charakterystyki przeciwsobnego detektora fazy dla $u_2 = 4u_1$ i $u_2 = u_1$. Ponieważ równanie (8-4) jest symetryczne względem u_1 i u_2, jeśli $u_2 < u_1$ kształt krzywej jest taki sam, lecz maksymalna rzędna jest funkcją u_2 zamiast u_1. Należy zwrócić uwagę, że odcięta jest wyskalowana w wartościach ϕ, a nie θ, przy czym $\phi = 90° - \theta$.



Rys. 8-16. Charakterystyka wyjściowa detektora fazy

Istnieje duża liczba odmian układu detektora fazy z dwiema diodami. Opisany układ jest w zasadzie układem różnicowym, ponieważ wyjściowe napięcia stałe z obydwu diod odejmują się. W układach typu sumacyjnego natomiast, napięcia wyjściowe z detektorów są sumowane [8-10]. Układ różnicowy ma tę zaletę, że daje większe napięcie wyjściowe dla określonych poziomów sygnałów wejściowych, lecz tę wadę, że dla uzyskania dobrego działania wymaga uzupełniającego sygnału wejściowego (u_2 na rys. 8-15a). Są również stosowane układy z czterema diodami, w różnych konfiguracjach.

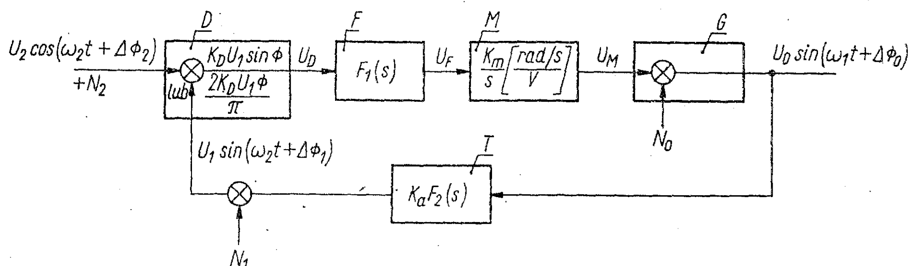
Jedną z przyczyn powstania dużej liczby różnych układów są wymagania związane z obecnością częstotliwości niepożądanych w sygnale wyjściowym detektora fazy. Jeśli chodzi o częstotliwości wyjściowe, detektory fazy zachowują się tak samo jak omówione w rozdz. 5 detektory diodowe. Do określenia częstotliwości, które pojawią się na wyjściu, można również w tym przypadku posłużyć się tabl. 5-1. Widać, że na wyjściu detektora na jednej diodzie pojawią się wszystkie harmoniczne częstotliwości wejściowej i wszystkie kombinacje składowych zniekształceń intermodulacyjnych. Sygnał wyjściowy omawianego detektora dwudiodowego będzie zawierać nieparzyste harmoniczne u_1 i wszystkie kombinacje składowych zniekształceń intermodulacyjnych, nie będzie natomiast zawierać harmonicznych u_2. Detektor pierścieniowy z czterema diodami [8-11] nie będzie zawierał na wyjściu żadnej częstotliwości wejściowej ani ich harmonicznych i będzie miał o połowę mniej składowych zniekształceń intermodulacyjnych niż układ z dwiema diodami. Należy zaznaczyć, że niniejsze stwierdzenia dotyczą tylko omawianych powyżej konkretnych układów z dwiema i czterema diodami. Inne rodzaje układów z dwiema i czterema diodami mogą zawierać więcej niepożądanych sygnałów wyjściowych i dla każdego układu musi być przeprowadzona odrębna analiza.

Z powyższych rozważań widać jasno, że jeśli inne wymagania są spełnione lub mało istotne, detektor fazy z jedną diodą można stosować tylko w przypadku, gdy częstotliwości wejściowe są dostatecznie duże w porównaniu z największą wymaganą różnicową częstotliwością wyjściową, tak by mogły one być odfiltrowane bez istotnego wpływu na amplitudę lub fazę maksymalnej częstotliwości błędu. W różnicowym detektorze z dwiema diodami (w którym poziom wejściowy u_2 jest zwykle większy od u_1) napięcia wyjściowe o częstotliwości u_2 oraz jego harmoniczne są skompensowane. Łagodzi to nieco w porównaniu z układem z jedną diodą wymagania dotyczące stosunku częstotliwości wejściowej i maksymalnej częstotliwości błędu.

Ponieważ w czterodiodowym układzie pierścieniowym na wyjściu nie pojawia się żaden z sygnałów wejściowych, jest on bardzo korzystny w przypadku, gdy maksymalna częstotliwość błędu zbliża się do częstotliwości jednego z sygnałów wejściowych. Należy jednak zauważyć, że składowe zniekształceń intermodulacyjnych wyższego rzędu (tabl. 5-1) mogą znaleźć się w zakresie częstotliwości błędu.

Ponieważ zostały omówione parametry detektorów fazy, można przejść obecnie do bardziej szczegółowego omówienia działania pętli fazowej ARCz. Na rys. 8-17 pokazano schemat blokowy układu dogodnego do przeprowadzenia analizy.

Szum lub fluktuacje częstotliwości ze źródła odniesienia reprezentuje N_2, szum częstotliwości związany z generatorami i modulatorami N_0, a szum częstotliwości powodowany układami przemiany N_1. Transmitancję filtru w pętli oznaczono przez $F_1(s)$, a transmitancję układu przemiany przez $K_a \cdot F_2(s)$.



Rys. 8-17. Układ zastępczy pętli fazowej automatycznej regulacji częstotliwości
D — detektor fazy; F — filtr; M — modulator; G — generator; T — układy przemiany częstotliwości i filtr

Jak wyżej wykazano, jeśli amplitudy napięcia odniesienia i napięcia generatora podawane na diody detektora fazy są równe, to sygnał wyjściowy jest prawie liniową funkcją fazy. Zatem maksymalne napięcie wyjściowe wynosi $K_D U_1$, a napięcie wyjściowe detektora fazy dla dowolnego kąta przesunięcia fazowego ϕ wynosi w przybliżeniu

$$\frac{K_D U_1 \phi}{\frac{\pi}{2}}$$

jeśli $-\frac{\pi}{2} \leqslant \phi \leqslant \frac{\pi}{2}$.

Wartość K_D zależy od przekładni transformatora detektora fazy. Z drugiej strony, jeśli napięcia odniesienia podawane na diody są więcej niż cztery razy większe od napięcia generatora, napięcie wyjściowe detektora fazy wynosi w przybliżeniu

$$K_D U_1 \sin \phi$$

W obu przypadkach kąt jest liczony jako odchylenie kąta θ od $\frac{\pi}{2}$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \theta$$

Jednym z istotnych parametrów układu jest największa zmiana częstotliwości drgań swobodnych generatora, która może być dokładnie skompensowana w tym systemie. Wielkość ta jest nazywana zakresem utrzymywania synchronizacji i jest zwykle dobierana tak, aby spodziewana największa zmiana (dryft) częstotliwości generatora mogła być skompensowana przy zmianach sygnału wyjściowego detektora fazy w zakresie $\pm\frac{\pi}{2}$. Ponieważ maksymalny sygnał wyjściowy detektora fazy wynosi $K_D U_1$ [V], maksymalna zmiana częstotliwości generatora wynosi $\pm K_m K_D U_1$ [rad/s], co dla modulatora reaktancyjnego o liniowej charakterystyce modulacji daje całkowity zakres

$$2K_m K_D U_1 \text{ [rad/s]} = 2K_a K_D K_m U_0$$

Innymi słowy, zmiana fazy U_1 o π radianów daje zmianę napięcia detektora fazy wynoszącą $2K_D U_1$, która z kolei wytwarza zmianę częstotliwości generatora

wynoszącą

$$2K_m K_D U_1 \text{ [rad/s]}$$

Określony zakres utrzymywania można uzyskać przy małych $K_D U_1$ i dużych K_m lub odwrotnie. Ponieważ przypadkowe fluktuacje napięcia przyłożonego do modulatora reaktancyjnego są przyczyną powstawania szumu na wyjściu generatora, zwykle korzystnie jest, aby K_m było małe, a $K_D U_1$ duże.

Na podstawie powyższych rozważań, łatwo jest określić błąd fazowy (jako odchylenie od 90°) generatora synchronizowanego powstający na skutek tendencji do zmiany jego częstotliwości. Zmiana częstotliwości generatora regulowanego, wywołana przez urządzenie o liniowej charakterystyce regulacji, dla dowolnego napięcia z detektora fazy wynosi

$$\Delta f = K_m U_D$$

(Jeśli pętla jest zamknięta, filtr $F_1(s)$ ma transmitancję równą jedności). Jeśli napięcie odniesienia i napięcie generatora podawane na detektor fazy mają równe amplitudy, można zastosować liniową aproksymację i wówczas

$$U_D = \frac{2K_D U_1 \phi}{\pi}$$

Ponieważ

$$U_1 = K_a U_0$$

więc

$$\Delta f = \frac{2K_m K_a K_D U_0 \phi}{\pi}$$

lub

$$\phi = \frac{\Delta f}{2K_m K_D U_0}\pi$$

przy czym Δf jest różnicą między częstotliwością odniesienia a częstotliwością drgań swobodnych generatora.

Z drugiej strony, jeśli napięcie odniesienia jest więcej niż czterokrotnie wyższe od napięcia generatora, sygnał wyjściowy detektora fazy jest w przybliżeniu równy

$$U_D = K_D U_1 \sin \phi$$

Zatem

$$\Delta f = K_m K_D K_a U_0 \sin \phi$$

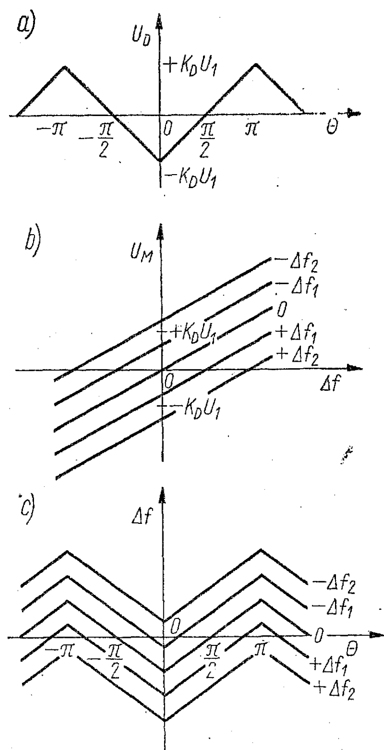
lub

$$\phi = \arcsin \frac{\Delta f}{K_m K_D K_a K_0}$$

Drugą interesującą własnością jest zdolność pętli fazowej ARCz do „ściągania" częstotliwości generatora do częstotliwości żądanej i utrzymywania jej w synchronizmie z tą częstotliwością. Zakres częstotliwości, przy którym zachodzi to „ściąganie" jest nazywany zakresem chwytania. Zakres chwytania nie może być większy

niż zakres utrzymywania synchronizacji, lecz może być od niego mniejszy, zależnie od parametrów filtrów $F_1(s)$ i $F_2(s)$. Aby dokładnie zrozumieć zjawisko chwytania synchronizacji w układzie, najpierw zostanie założone, że szerokość pasma przepuszczania filtru $F_1(s)$ jest znacznie większa niż zakres utrzymywania, a filtru $F_2(s)$ znacznie szersza niż podwójny zakres utrzymywania. W takich warunkach zakres chwytania jest równy zakresowi utrzymywania [8-12].

Zjawisko chwytania synchronizacji generatora można w pełni zrozumieć analizując rys. 8-18. Jeśli faza napięcia generatora różni się od fazy napięcia odniesienia, detektor fazy daje sygnał wyjściowy (rys. 8-18a). Założono w tym przypadku, że sygnał wyjściowy detektora fazy jest liniową funkcją różnicy faz.



Rys. 8-18. Zależności częstotliwościowe, fazowe i napięciowe w różnych częściach pętli synchronizacji

U_D — napięcie wyjściowe detektora fazy; U_M — napięcie wyjściowe modulatora reaktancyjnego; Δf — chwilowy błąd częstotliwościowy generatora

Na rys. 8-18b założono również, że modulator reaktancyjny daje liniową zmianę częstotliwości generatora w funkcji przyłożonego napięcia. Na tym rysunku pokazano rodziny krzywych regulacji częstotliwości, dla różnych wartości początkowego rozstrojenia generatora Δf. Wprowadzając przebieg wyjściowy z rys. 8-18a do modulatora mającego charakterystykę z rys. 8-18b, otrzymamy rodzinę krzywych błędu różnicy częstotliwości pokazaną na rys. 8-18c. Aby układ się zsynchronizował, częstotliwość generatora musi przeciąć linię zerowego błędu częstotliwościowego. Spośród dwóch możliwych punktów przecięcia tylko jeden jest stabilny, mianowicie ten, który leży w zakresie fazy

$$\theta = \frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{2}$$

Drugi punkt przecięcia odpowiada dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu i jest niestabilny. Stabilne punkty przecięcia ilustrują graficznie błąd fazy powstający wskutek początkowego rozstrojenia generatora.

Korzystając z rys. 8-18 można rozważyć jakościowo wpływ filtru na zakres chwytania. Jeśli transmitancje filtrów $F_1(s)$ i $F_2(s)$ ograniczają charakterystykę przenoszenia w zakresie utrzymywania, wielkość amplitudy dudnień na wyjściu filtru $F_1(s)$ zmniejsza się. W ten sposób zamiast pojedynczej krzywej z rys. 8-18a istnieje rodzina krzywych odpowiadających różnym wartościom początkowego rozstrojenia generatora. Zatem dla przyrostowych rozstrojeń $\pm\Delta f_1$ i $\pm\Delta f_2$ istnieje odpowiednia krzywa sygnału wyjściowego z filtru dyskryminatora, a zamiast jednej pary punktów ograniczających sygnał wyjściowy dyskryminatora fazy $\pm K_D U_1$ (pokazanych na rys. 8-18b), istnieją inne mniejsze ograniczenia dla $\pm\Delta f_1$ i $\pm\Delta f_2$. Z rys. 8-18b widać, że jeżeli maksymalny sygnał wyjściowy filtru przy $\pm\Delta f_1$ jest ograniczony do około 2/3 pokazanej wielkości napięcia stałego, to krzywe dla $+\Delta f$ i $-\Delta f$ na rys. 8-18c nie przetną linii zerowego błędu częstotliwościowego. Dodatkowo, przesunięcie fazowe związane ze spadkiem amplitudy spowodowanym przez filtr wywoła dla $\pm\Delta f_1$ i $\pm\Delta f_2$ przesunięcie fazy krzywych w kierunku linii zerowego rozstrojenia. To przesunięcie fazy powoduje dalsze zmniejszenie zakresu chwytania.

Należy pamiętać, że aby uzyskać krzywą przedstawioną na rys. 8-18a, pętla synchronizacji fazy musi być otwarta, a do układu musi być przyłączony zewnętrzny generator o amplitudzie U_0. Zmiany fazy są w układzie wytwarzane przez zmienianie fazy tego zewnętrznego generatora. Jeśli nie ma filtrów, kształt napięcia podawanego do urządzenia regulującego generatora jest taki, jak pokazano na rys. 8-18a (jeśli $U_1 = U_2$), niezależnie od częstotliwości dudnień. Jeśli w układzie istnieją filtry, pokazana krzywa obowiązuje tylko dla częstotliwości znacznie mniejszych od częstotliwości granicznej filtru, gdyż przy częstotliwościach większych amplituda sygnału wyjściowego filtru zmniejsza się, a sygnał ten zbliża się do kształtu sinusoidalnego. Zatem maksymalna amplituda sygnału błędu na wyjściu filtru wynosi

$$K_D K_a U_0 F_1(j\omega) F_2'(j\omega)$$

przy czym $F_1(j\omega)$ jest częstotliwościową charakterystyką przenoszenia filtru w pętli między dyskryminatorem a elementem regulującym, a $F_2'(j\omega)$ jest częstotliwościową charakterystyką przenoszenia filtru układu przemiany częstotliwości, jeśli środkową częstotliwość tego filtru przesuniemy na częstotliwość zerową. Jeśli nie byłoby przesunięcia fazowego powodowanego przez te filtry, mogłoby się zdarzyć, że koniec zakresu synchronizacji mógłby wystąpić przy częstotliwości rozstrojenia, gdzie napięcie regulacji potrzebne do zredukowania rozstrojenia do zera jest właśnie równe szczytowemu sygnałowi wyjściowemu filtru. Innymi słowy

$$\pm K_D K_a U_0 F_1(j\omega) F_2'(j\omega) = \frac{\Delta f}{K_m} \tag{8-5}$$

Ponieważ przesunięcie fazowe zmniejsza zakres chwytania, pożądane jest, aby charakterystyka filtru miała małe przesunięcie fazy przy częstotliwości granicznej, określonej równaniem (8-5). Na ogół uzyskuje się to realizując filtr pętli w układzie i o parametrach pokazanych na rys. 8-19. Taki układ znany jako układ regulacji proporcjonalno-całkującej lub po prostu układ opóźniający, ma trans-

mitancję operatorową równą

$$F_1(s) = \frac{1+\tau_1 s}{1+\tau_2 s}$$

przy czym zmienna s jest częstotliwością zespoloną $\sigma + j\omega$.

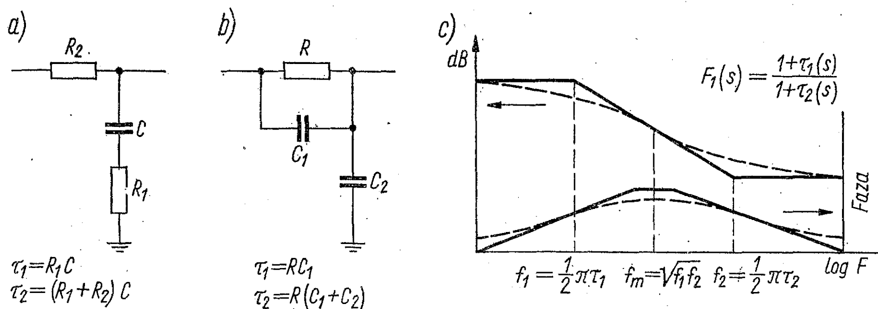
Równanie to można również przedstawić w postaci

$$F_1(s) = \frac{1+ns\,\tau_3}{1+(1+n)\,s\,\tau_3}$$

przy czym $\tau_3 = R_2 C$ lub RC_2 odpowiednio dla rys. 8-19a i b. Aby określić rzeczywistą charakterystykę częstotliwościową, należy podstawić

$$s = j\omega$$

Wówczas, jeśli zmiana tłumienia między charakterystycznymi częstotliwościami wynosi 20 dB lub więcej, charakterystyka amplitudowa może być dobrze aproksymowana za pomocą amplitudowej charakterystyki układu RC o stałej czasowej τ_1 i za pomocą krzywej odwróconej o tym samym kształcie, z punktem 3 dB dla f_2. Krzywe te przecinają aproksymację prostoliniową przy $f_m = \sqrt{f_1 f_2}$. W tych samych warunkach charakterystyka fazowa w zakresie do f_1 może być aproksymowana przez charakterystykę fazową układu RC o stałej czasowej τ_1; charakterystyka fazowa powyżej f_2 może być aproksymowana za pomocą zwierciadlanego odbicia charakterystyki fazowej poniżej f_1. Maksymalna zmiana fazy, która



Rys. 8-19. Typowy filtr dolnoprzepustowy w pętli i jego charakterystyka: a) i b) układy; c) charakterystyka tłumieniowa i fazowa układu proporcjonalno-całkującego lub układu „opóźniającego"

występuje przy f_m, zależnie od maksymalnej wartości zmiany tłumienia $[R_1/(R_1+R_2)$ lub $C_1/(C_1+C_2)$ dla rys. 8-19a lub b], w zakresie do 22 dB jest pokazana na rys. 8-20. Należy podkreślić, że chociaż charakterystyki układu z rys. 8-19a i b przy pobudzaniu ich ze źródła napięciowego są identyczne, to jednak różnią się one, powyżej f_2; impedancja wejściowa układu z rys. 8-19a zbliża się do czysto rezystancyjnej, podczas gdy impedancja układu z rys. 8-19b staje się czysto pojemnościowa. Należy to wziąć pod uwagę, jeśli impedancja wyjściowa detektora fazy nie może być pominięta w porównaniu z impedancją układu przy f_2. Jeśli jednak ma się to na uwadze, to układ opóźniający ma duże zalety. Najważniejszą z nich jest to, że daje tłumienie napięć w. cz. bez przesunięcia fazy powyżej

wartości f_2. Jeśli filtr tego typu daje w pętli główną część tłumienia zależnego od częstotliwości, to dla częstotliwości powyżej f_2

$$F_1(j\omega) \approx \frac{n}{1+n}$$

$$F_2'(j\omega) = 1$$

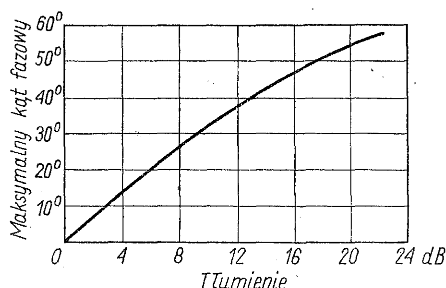
a równanie (8-5) przybiera postać

$$\frac{\pm K_D K_a U_0 n}{1+n} = \frac{\Delta f}{K_m}$$

lub

$$\Delta f = \frac{\pm K_m K_D K_a U_0 n}{1+n} \qquad (8\text{-}6)$$

Jeśli błąd częstotliwościowy leży w tym zakresie, układ zsynchronizuje się bez poślizgu nawet o jeden okres dudnień. Jednak warunek ten nie jest konieczny, ponieważ — jeśli pętla jest zamknięta — napięcie dudnień sygnału generatora i sygnału odniesienia w czasie każdego okresu ma kształt różny od symetrycznego. Gdy chwilowa częstotliwość generatora zbliża się do częstotliwości odniesienia, ma ona tendencję do zatrzymywania się przez dłuższy czas niż w momentach zbliżania się do ekstremalnej granicy częstotliwości w kierunku przeciwnym.



Rys. 8-20. Maksymalne przesunięcie fazy w funkcji tłumienia dla układu opóźniającego z rys. 8-19

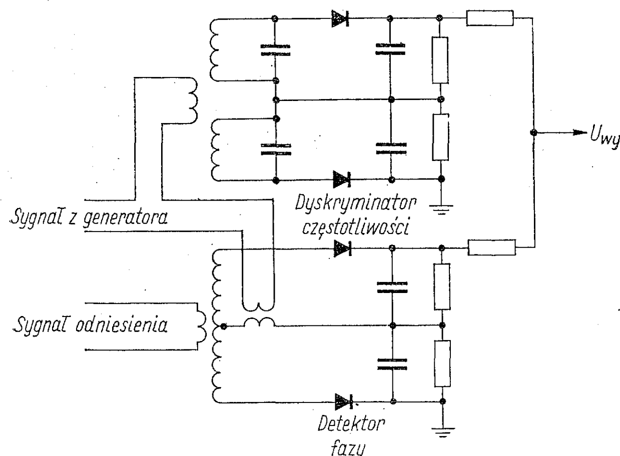
Zatem pełny okres dudnień ma przyporządkowaną sobie średnią wartość prądu stałego, która stara się sprowadzić częstotliwość generatora w kierunku błędu zerowego. Richman wykazuje [8-13], że wskutek tego zjawiska, gdy dominuje opóźniająca charakterystyka filtru, zakres chwytania rozszerza się poza punkt odpowiadający wzmocnieniu pętli równemu jedności, określony w równaniu (8-6), w przybliżeniu $\sqrt{\frac{2(1+n)}{n}}$ razy. Jednak jeśli Δf leży poza granicami narzuconymi przez równanie (8-6), układ będzie „gubił” okresy dudnień, a czas chwytania wydłuży się. Na skutek tego nieliniowego efektu zakres chwytania rozszerza się do około

$$\Delta f = \pm K_D K_a K_m U_0 \sqrt{\frac{2n}{1+n}}$$

Ponieważ $\pm K_D K_a K_m U_0$ jest maksymalnym zakresem utrzymywania, a maksymalna wartość $n = 1$, zakres chwytania nigdy nie może być większy od zakresu synchronizacji. Chcąc dokładniej obliczyć zakres chwytania przy zastosowaniu tego typu filtru, należy zapoznać się z artykułem T. J. Reya [8-14].

Dla zmniejszenia zawartości niepożądanych częstotliwości składowych odniesienia i generatora we wszystkich rzeczywistych detektorach fazy oprócz układu opóźniającego jest stosowana dodatkowa filtracja. Również szerokość pasma filtrów w układach przemiany częstotliwości może być znacznie węższa niż zakres utrzymywania. Czynniki te powodują dalsze zmniejszenie zakresu chwytania pętli fazowej ARCz [8-15].

Jeśli zakres chwytania staje się zbyt mały, aby zapewnić pewną synchronizację, można go zwiększyć łącząc detektor fazy z dyskryminatorem częstotliwości. Układ taki przedstawiono na rys. 8-21. Dyskryminator częstotliwości wytwarza spolaryzowane stałe napięcie wyjściowe, o wartości zależnej od częstotliwości generatora. Wartość tego napięcia jest dodatnia dla częstotliwości leżących z jednej



Rys. 8-21. Złożony układ dyskryminatora częstotliwości i detektora fazy

strony częstotliwości środkowej, a ujemna dla częstotliwości leżących z drugiej strony [8-16]. Pokazany detektor fazy działa w sposób podobny z tą różnicą, że stałe napięcie wyjściowe otrzymuje się tylko w zakresie $\pm 90°$ przesunięcia fazy generatora, jak to pokazano na rys. 8-16. Ponieważ czułość dyskryminatora częstotliwości w pobliżu częstotliwości środkowej jest mała i daje on mały efekt wyjściowy, o działaniu w tym zakresie decyduje detektor fazy. Natomiast poza zakresem chwytania detektora fazy dyskryminator częstotliwości dostarcza napięcie niezbędne do zmniejszenia błędu częstotliwościowego do punktu, w którym dyskryminator fazy może przyjąć funkcje regulacji.

Zakres chwytania można również poprawić przez zastosowanie w filtrze $F_1(s)$ nieliniowych elementów rezystancyjnych [8-15].

O transmitancji filtru $F_2(s)$ często decydują nie tyle jej własności w pętli fazowej ARCz, ile wymagania dotyczące selekcji widma i filtrowania, konieczne, aby układ przemiany pracował poprawnie bez wprowadzania szkodliwych, niepożądanych sygnałów. Jeśli jednak pominie się te względy, transmitancję $F_2(s)$ dobiera się z reguły tak, aby szerokość pasma przenoszenia była tak duża, jak to jest tylko możliwe ze względu na ograniczanie zakresów utrzymywania i chwy-

tania pętli. Istnieją jednak warunki umożliwiające zawężenia szerokości pasma pętli za pomocą opisanego powyżej filtru proporcjonalno-całkującego, czyli układu opóźniającego o transmitancji $F_1(s)$. Szerokość pasma układu fazowej ARCz determinuje jego zachowanie się jako filtru szumów lub fluktuacji częstotliwości. Z rys. 8-17 widać, że dla szumu związanego z sygnałem odniesienia N_2 pętla działa jako filtr dolnoprzepustowy. Zatem jeśli częstotliwość sygnału odniesienia zawiera związany z nią szum szerokopasmowy (wynikający np. z tego, że nie jest ona wytwarzana bezpośrednio w stabilnym generatorze, lecz jest otrzymywana z niego za pomocą powielaczy, dzielników i mieszaczy), pętla może służyć do eliminacji szumu w. cz.

Jest to pożądane nie tylko w nadajniku, lecz również ma duże znaczenie w odbiornikach z generatorami synchronizowanymi fazowo, przeznaczonymi do pracy w pobliżu nadajnika, pracującego przy częstotliwości bliskiej częstotliwości odbioru. W takich warunkach sygnał z nadajnika może przejść przez wejście odbiornika o stosunkowo szerokim pasmie wskutek zmieszania się z szumem wytwarzanym przez generator częstotliwości odniesienia w szerokopasmowej pętli ARCz i wprowadzić ten szum w pasmo przenoszenia p.cz. odbiornika.

Również filtr $F_1(s)$ działa jako filtr dolnoprzepustowy dla szumu układu przemiany częstotliwości N_1, wytwarzanego przez jego wzmacniacze, mieszacze, dzielniki i powielacze. Z drugiej strony, filtr ten dla szumu wprowadzanego przez synchronizowany generator i urządzenie służące do regulacji jego częstotliwości działa jako filtr górnoprzepustowy. Dzieje się to dlatego, że składowe szumu o małych częstotliwościach mogą przechodzić przez pętlę i znosić się, podczas gdy składowe szumu w.cz. nie mogą przechodzić przez pętlę i pojawiają się bezpośrednio na wyjściu. Dobrze skonstruowany generator daje lepszy stosunek sygnał/szum, gdy jest stosowany bezpośrednio, niż gdy sygnał jego podlega procesowi mieszania, mnożenia lub dzielenia. Zatem szum szerokopasmowy generatora synchronizowanego będzie mniejszy niż szum z sygnału odniesienia i układu przemiany, a najmniejszy szum wypadkowy uzyskuje się, jeśli szerokość pasma całej pętli jest mała. Definicja szerokości pasma szumów B może być następująca: Szerokość pasma szumów jest to takie pasmo, w którym rozkład energii szumów jest jednakowy i równy energii przy częstotliwości równej zeru i gwałtownie spada do zera przy częstotliwości f_n, przy czym moc szumów jest taka sama jak w rzeczywistej zamkniętej pętli. Matematycznie można to wyrazić przez

$$B = \int_0^\infty |G'(j\omega)|^2 \, d\omega$$

przy czym $G'(j\omega)$ jest charakterystyką przenoszenia układu z zamkniętą pętlą. Znaczenie szerokości pasma szumów polega na tym, że średni kwadratowy błąd fazowy układu jest proporcjonalny do szerokości pasma szumów [8-17], jeśli układ znajduje się pod wpływem zakłóceń przypadkowych.

Innym ważnym czynnikiem przy projektowaniu filtru jest stabilność pętli. Transmitancja otwartej pętli fazowej ARCz, jeśli $U_2 = U_1$ na podstawie rys. 8-17 ma postać

$$G_1(s) = \frac{\Delta\phi_1(s)}{\Delta\phi_2(s)} = 2\,\frac{K_D\, K_a\, K_m\, U_0\, F_1(s)\, F_2'(s)}{\pi s}$$

Wyrażenie to przedstawia stosunek zakłóceń fazy na wyjściu filtru układu przemiany do zakłóceń fazy sygnału odniesienia U_2, przy pętli przerwanej na wejściu

układu przemiany i przy niezakłóconym sygnale, podstawionym zamiast U_1, o tej samej amplitudzie i częstotliwości nośnej co U_2, a przesuniętym w fazie o 90°. Tłumienie filtru $F_1(s)$ dla prądu stałego jest na ogół równe jedności, a wzmocnienie układu przemiany i filtru $K_a F_2'(s)$ przy nominalnej częstotliwości odniesienia jest równe K_a. Tak jak poprzednio, $F_2'(s)$ jest transmitancją układu przemiany odniesioną do zerowej częstotliwości nośnej. Jeśli charakterystyka przenoszenia $F_2(s)$ jest symetryczna względem częstotliwości wyjściowej, charakterystyka $F_2'(s)$ jest po prostu połówką charakterystyki $F_2(s)$.

Należy zwrócić uwagę, że transmitancja modulatora jest określona przez K_m/s. Czynnik $1/s$ wynika z tego, że zmiana fazy U_2 powoduje pojawienie się napięcia wyjściowego detektora fazy, a napięcie to wywołuje zmianę częstotliwości generatora. Zatem zmiana fazy sygnału wyjściowego wynosi

$$\Delta\phi_0 = \int_0^t \Delta\omega_0 \, dt$$

W zapisie transformacji Laplace'a proces całkowania wyraża operator $1/s$. Zatem

$$\Delta\phi_0 = \frac{\Delta\omega_0}{s} = \frac{K_m U_{F1}}{s}$$

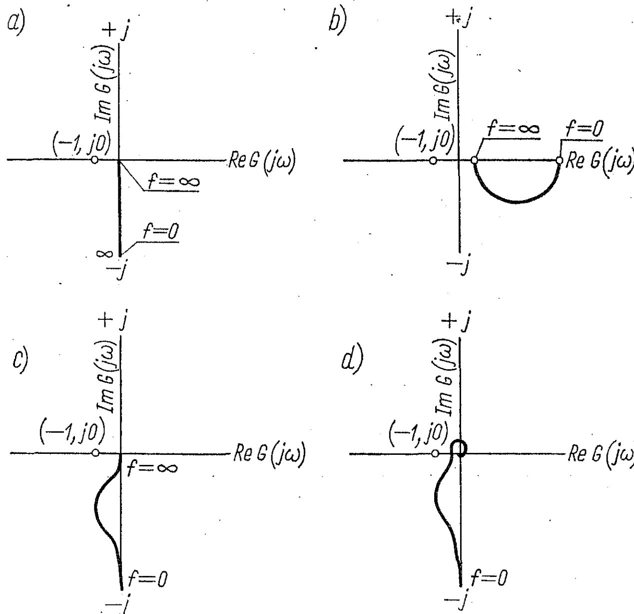
przy czym U_{F1} jest sygnałem na wyjściu filtru pętli. Podstawiając $j\omega$ za s aby otrzymać rzeczywistą charakterystykę częstotliwościową, uzyskamy

$$G_1(j\omega) = \frac{\Delta\phi_1(j\omega)}{\Delta\phi_1(j\omega)} = \frac{2K_D K_a K_m U_0 F_1(j\omega) F_2'(j\omega)}{\pi j\omega} \tag{8-7}$$

Ponieważ sinusoidalna zmiana fazy sygnału generatora odniesienia powoduje modulację fazy, ściśle mówiąc $F_2'(j\omega)$ powinno być odpowiedzią na przebieg FM. Jednak jeśli indeks modulacji jest mały (dewiacja częstotliwości mniejsza od częstotliwości modulującej), istotne są tylko wstęgi boczne pierwszego rzędu i $F_2(j\omega)$ może być zdefiniowane jak wyżej.

Jednym ze sposobów określenia stabilności pętli fazowej ARCz jest wykreślenie krzywej Nyquista [8-18, 8-19] dla transmitancji otwartej pętli. Transmitancja otwartej pętli wykreślona na płaszczyźnie zespolonej wzmocnienia i fazy nie może obejmować punktu (—1, j0). Z równania (8-7) wynika, że jeśli nie ma przesunięcia fazy ani w $F_1(s)$, ani w $F_2(s)$, krzywa Nyquista leży na osi —j, jak to pokazano na rys. 8-22a, przy czym dla częstotliwości równej zeru wzmocnienie wynosi ∞, a dla częstotliwości równej nieskończoności wzmocnienie wynosi zero. Jeśli charakterystyka filtru $F_1(s)$ odpowiada zwykłemu układowi całkującemu (opóźniającemu) opisanemu poprzednio, to krzywa Nyquista ma kształt pokazany na rys. 8-22b. Charakterystyka wypadkowa z tych dwóch krzywych powstaje przez pomnożenie amplitud i dodanie kątów przesunięcia fazy dla każdej częstotliwości. Typowy wynik pokazano na rys. 8-22c. Dla $f = 0$ całkowite przesunięcie fazy wynosi —90°. Dla częstotliwości pośrednich przesunięcie fazowe jest opóźnione w stosunku do —90°, a dla częstotliwości nieskończenie wielkiej powraca do —90°. Układ tego rodzaju jest zawsze stabilny. Wpływ typowej charakterystyki $F_2(j\omega)$ pokazano na rys. 8-22d. Ponieważ krzywa przecina ujemną oś rzeczywistą, możliwe jest pojawienie się niestabilności. Stabilną pracę można uzyskać stosując dostatecznie duże tłumienie w filtrze $F_1(j\omega)$ oraz przyjmując

dostatecznie małą pierwszą częstotliwość graniczną f_1. Wskutek tego jednak, jak poprzednio powiedziano, zakres chwytania zmniejsza się (współczynnik n charakteryzujący dobór elementów filtru zmniejsza się). Na krzywą Nyquista można nałożyć linie stałego wzmocnienia w zamkniętej pętli [8-20]. Jedną z najważniejszych takich linii jest linia dla wzmocnienia równego jedności. Linia ta jest określona przez $x = -1/2$. Jeśli transmitancja otwartej pętli leży z prawej strony tej linii, wartość odpowiedzi zamkniętej pętli będzie zawsze mniejsza od jedności. Okręgi dla wzmocnień większych od jedności leżą po lewej stronie od linii $x = -1/2$. Pokazują one, że jeśli transmitancja zbliża się do punktu $(-1,j0)$, amplitudowa charakterystyka układu przy zamkniętej pętli ma wyraźne maksimum.



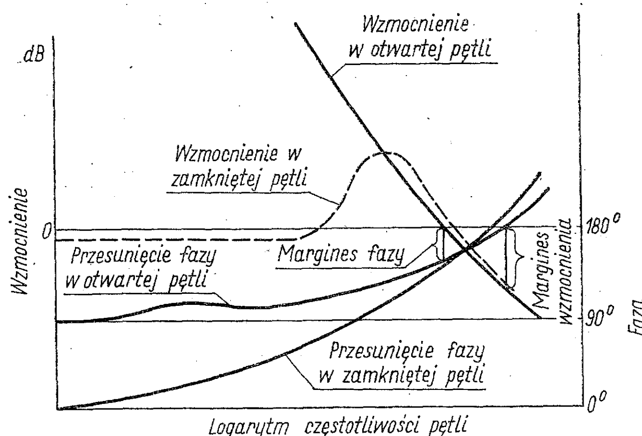
Rys. 8-22. Wykresy Nyquista dla pętli fazowej ARCz: a) wykres dla $\frac{K}{j\omega}$; b) wykres dla $1+\frac{j\omega\tau_1}{1+j\omega\tau_2}$; c) wykres dla $\frac{K(1+j\omega\tau_1)}{j\omega(1+j\omega\tau_2)}$; d) wykres dla typowej pętli

Wykres Bodego stanowi inny sposób przedstawienia transmitancji. Kąt przesunięcia fazowego i wzmocnienie pętli są przedstawione jako funkcje częstotliwości oddzielnie. Typowy wykres tego rodzaju pokazano na rys. 8-23. Zaznaczono tam zarówno charakterystyki zamkniętej jak i otwartej pętli, jak też marginesy fazy i wzmocnienia. Margines fazy jest to różnica fazy między przesunięciem fazowym pętli o 180°, jeśli wzmocnienie pętli wynosi 0 dB. Margines wzmocnienia jest to liczba decybeli, o którą wzmocnienie pętli jest mniejsze od jedności, gdy przesunięcie fazy w pętli wynosi 180°. Marginesy fazy i wzmocnienia są miarą stabilności pętli. Uważa się za pożądane, aby w pętli fazowej ARCz generatora zachować margines fazy wynoszący co najmniej 30° i margines wzmocnienia co najmniej 10 dB.

Rzeczywistą transmitancję zamkniętej pętli, przedstawiającą zależność między sinusoidalną zmianą fazy na wyjściu generatora wywołaną przez sinusoidalną zmianę fazy generatora odniesienia, określa dobrze znana zależność dla układów sprzężenia zwrotnego

$$G_0'(s) = \frac{\Delta\phi_0(s)}{\Delta\phi_2(s)} = \frac{G_0(s)}{1+\beta G_0(s)} \tag{8-8}$$

przy czym $G_0(s)$ jest transmitancją układu „w przód". Należy jednak zwrócić uwagę, w jaki sposób jest określane wzmocnienie detektora fazy. Zwykle jego sygnał wyjściowy jest określany jako funcja U_1, lecz — gdy pętla zostaje przerwana — U_1 zanika. Aby detektor fazy działał, należy zatem podstawić zewnętrzne napięcie. Ponieważ do określenia wzmocnienia w otwartej pętli sygnał wyjściowy generatora $U_0 \sin(\omega_0 t+\Delta\phi_0)$ jest porównywany z sygnałem wejściowym, właściwą wartością napięcia pomocniczego jest U_0. Zatem na podstawie rys. 8-17, przy liniowej aproksymacji transmitancja wynosi



Rys. 8-23. Wykres Bodego pętli fazowej ARCz, ilustrujący marginesy fazy i wzmocnienia

$$G_0(s) = 2\,\frac{K_D\, U_0\, F_1(s)\, K_m}{\pi s}$$

przy czym β jest współczynnikiem sprzężenia zwrotnego, który wg rys. 8-17 wynosi $K_a F_2'(s)$. Podstawiając za $G_0(s)$ i β powyższe wyrażenia otrzymujemy ze wzoru (8-8)

$$G_0'(s) = \frac{2K_D\, K_m\, U_0\, F_1(s)}{\pi s+2K_D\, K_m\, K_a\, U_0\, F_1(s)\, F_2'(s)}$$

(We wzorze założono, jak poprzednio, że po zamknięciu pętli U_2 wzrasta od wartości U_0 do wartości U_1). Odpowiedź na jednostkowy impuls fazy można znaleźć biorąc odwrotną transformatę $G_0'(s)$, a rozwiązanie dla stanu ustalonego przy zmianie sinusoidalnej można znaleźć podstawiając $j\omega$ za zmienną zespoloną s.

Zależność między transmitancją pętli otwartej i zamkniętej jest bardzo prosta, jeśli $F_1(s)$ i $F_2'(s)$ mają transmitancje równe jedności. Charakterystyka przenoszenia „w przód" G_0 dla $U_2 = U_0$ wynosi po prostu

$$G_0(\mathrm{j}\omega) = \frac{2K_D K_m U_0}{\pi \mathrm{j}\omega}$$

Zatem charakterystyka opada tak jak odwrotność ω przy stromości zbocza 20 dB/dekadę i jest równa jedności przy

$$\omega_c = \frac{2K_D K_m U_0}{\pi}$$

Ze sprzężeniem zwrotnym

$$G_0'(\mathrm{j}\omega) = \frac{\dfrac{2K_D K_m U_0}{\pi \mathrm{j}\omega}}{1+\dfrac{2K_D K_a K_m U_0}{\pi \mathrm{j}\omega}} = \frac{\dfrac{2K_D K_m U_0}{\pi}}{\mathrm{j}\omega+\dfrac{2K_D K_m K_a U_0}{\pi}} \tag{8-9}$$

Charakterystyka zamkniętej pętli opada o 3 dB dla

$$\omega = \frac{2K_D K_m K_a U_0}{\pi}$$

Dla $K_a = 1$ występuje dalsze uproszczenie. Wówczas

$$\omega_c = \frac{2K_D K_m U_0}{\pi}$$

Wynosi to $1/\pi$ zakresu utrzymywania. Należy zwrócić uwagę, że otwarta pętla ma wzmocnienie nieskończone przy częstotliwości równej zeru. Wzmocnienie to spada jednostajnie do jedności (0 dB) przy

$$\omega_c = \frac{2K_D K_m U_0}{\pi}$$

Zastosowanie sprzężenia zwrotnego zmniejsza wzmocnienie przy częstotliwości równej zeru do jedności (lub $1/K_a$, jeśli $K_a \neq 1$) i powoduje spadek wzmocnienia o 3 dB przy częstotliwości, przy której wzmocnienie w otwartej pętli jest równe zeru (lub przy K_a razy większej, jeśli $K_a \neq 1$). Postać równania (8-9) jest identyczna jak dla prostego dolnoprzepustowego filtru *R-C*. Zatem przy

$$F_1(s) = F_2'(s) = 1$$

charakterystyka pętli nie ma maksimum i spada poza częstotliwością odcięcia ze stromością 6 dB/oktawę. Jeśli zastosuje się jako filtr opisany poprzednio układ proporcjonalno-całkujący, dość trudno jest uniknąć wzniesienia w charakterystyce układu, chyba że pierwsza częstotliwość graniczna jest mała, a stosunek tłumień jest niewielki. Dodanie charakterystyki filtru układu przemiany częstotliwości

jeszcze bardziej utrudnia zagadnienie. Jednak zwykle do przyjęcia jest niewielkie wzniesienie w charakterystyce zamkniętej pętli, o wartości nie większej niż 3 dB.

Chociaż przez analogię z pętlą sprzężenia zwrotnego jest zwykle stosowana podana powyżej definicja charakterystyki zamkniętej pętli, istnieje inny dogodny parametr, mianowicie stosunek sygnału wyjściowego pętli do sygnału wejściowego pętli, zmierzony w dowolnym jej punkcie. Pomiar taki łatwiej jest przeprowadzić, ponieważ — jeśli jest on wykonywany między wyjściem detektora fazy a modulatorem — są mierzone napięcia sinusoidalne zamiast sinusoidalnych zmian fazy (modulacji fazy). Uzyskana w ten sposób charakterystyka, również nazywana charakterystyką zamkniętej pętli jest określona przez

$$G_1'(j\omega) = \frac{G_1(j\omega)}{1+G_1(j\omega)}$$

przy czym $G_1(j\omega)$ jest wzmocnieniem w otwartej pętli i jest określone równaniem (8-7). Należy zauważyć, że $G_1'(j\omega)$ można określić graficznie biorąc stosunek długości wektora $G_1(j\omega)$ z wykresu Nyquista do długości wektora $1+G_1(j\omega)$ [który jest odległością do punktu na krzywej $G_1(j\omega)$ od punktu $(-1, j0)$] i odejmując kąt fazowy wektora $1+G_1(j\omega)$ od kąta fazowego $G_1(j\omega)$.

Przez porównanie, poprzednia definicja charakterystyki zamkniętej pętli daje z równania (8-8)

$$G_0'(j\omega) = \frac{G_0(j\omega)}{1+\beta G_0(j\omega)}$$

Ponieważ

$$\beta G_0(j\omega) = G_1(j\omega)$$

oczywiste jest, że

$$G_1'(j\omega) = \beta G_0'(j\omega)$$

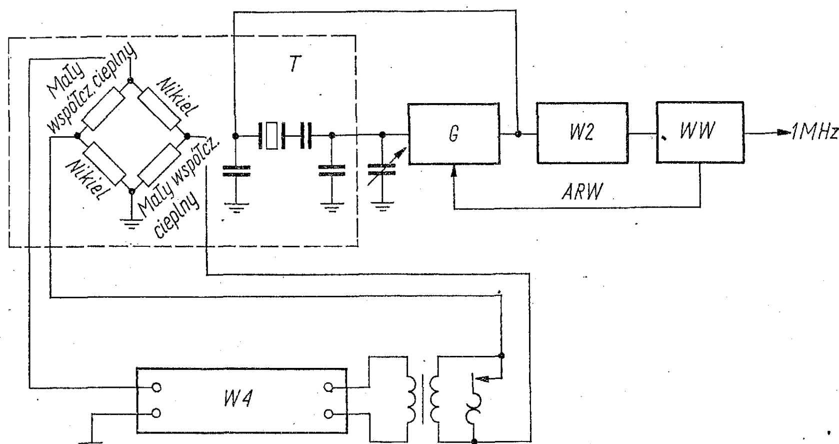
W wielu przypadkach $\beta = 1$, to znaczy, że sygnał wyjściowy generatora synchronizowanego jest doprowadzany z powrotem do detektora fazy i wówczas obie definicje wzmocnienia przy zamkniętej pętli są jednakowe.

8-6. Wzorce częstotliwości

Dokładność układu stabilizacji lub syntezy częstotliwości, przeznaczonego do urządzeń SSB nie może być lepsza, niż dokładność uzyskana w zastosowanym wzorcu częstotliwości. Z tego powodu jest potrzebna dokładna stabilizacja wszystkich zmiennych, które mogłyby wpłynąć na częstotliwość generatora kwarcowego. Parametrami, które muszą być stabilizowane we wzorcu częstotliwości są temperatura, napięcie i stałość elementów obwodu.

Środki niezbędne do uzyskania żądanej dokładności częstotliwości pokazano na rys. 8-24. W przedstawionym układzie rezonator kwarcowy znajduje się w termostacie z dokładną, proporcjonalną regulacją temperatury. W układzie stabilizacji zastosowano wzmacniacz czterostopniowy, z wyjściem przeciwsobnym. Wyjście wzmacniacza jest sprzężone z jego wejściem przez mostek oporowy, złożony z grzejników termostatu. W normalnej temperaturze pokojowej mostek jest niezrównoważony i powoduje powstanie drgań we wzmacniaczu układu grzejnego (przy braku równowagi istnieje dodatnie sprzężenie zwrotne). Dzięki

zastosowaniu we wzmacniaczu obwodu rezonansowego, drgania wzbudzają się na 2 kHz, a amplituda ich jest określona wielkością nierównowagi mostka. Nierównowaga mostka jest większa przy temperaturach niskich i zmniejsza się przy zbliżaniu się do żądanej temperatury termostatu.



Rys. 8-24. Układ proporcjonalnej regulacji mocy grzejnika termostatu wzorca częstotliwości typu 40K-1, firmy Collins:
T — termostat; *G* — generator; *W2* — wzmacniacz dwustopniowy; *WW* — wzmacniacz wyjściowy; *W4* — wzmacniacz czterostopniowy nastrojony na 2 kHz

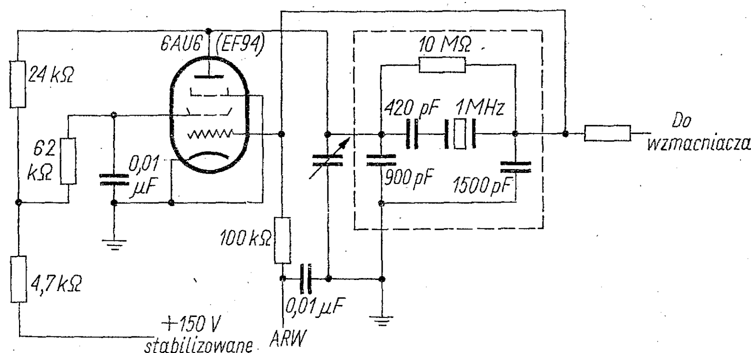
Czułość cieplna mostka wynika z różnicy współczynników cieplnych elementów w jego gałęziach. Dwie przeciwległe gałęzie grzejnika mostkowego są nawinięte izolowanym drutem niklowym na puszce osłaniającej rezonator kwarcowy; pozostałe dwie gałęzie są wykonane z drutu o małym współczynniku cieplnym rezystancji. Wartości rezystancji gałęzi grzejnika mostkowego są dobrane tak, aby równowaga zachodziła przy około 65°C. Chociaż bezwzględna wartość temperatury nie jest istotna, bardzo ważne jest, aby termostat utrzymywał temperaturę w całym zakresie spodziewanych temperatur zewnętrznych z dokładnością części stopnia Celsjusza względem temperatury zadanej. Rezonator kwarcowy jest wykonywany tak, aby jego charakterystyka cieplna częstotliwości miała ekstremum i aby zmiany częstotliwości w funkcji temperatury w okolicy temperatur pracy termostatu były bardzo małe. Aby uniknąć cieplnych stanów przejściowych, udarów cieplnych i przeregulowań temperatury (jakie występują w większości dwupołożeniowych regulatorów temperatury) w termostacie jest pożądana proprocjonalna regulacja temperatury. Jest ona realizowana przez ciągłą regulację amplitudy drgań za pomocą mostka. Gdy termostat jest zimny, istnieje duża nierównowaga mostka (ponieważ grzejniki niklowe mają mniejsze rezystancje), wywołująca dużą amplitudę drgań i w ten sposób duży dopływ mocy grzejnej o częstotliwości 2 kHz. Stopniowo, w miarę osiągania przez termostat wartości temperatury zadanej, następuje proporcjonalne zmniejszanie mocy wyjściowej wzmacniacza termostatu. W stanie równowagi do termostatu jest doprowadzana niewielka moc wystarczająca tylko na pokrycie strat ciepła termostatu. Przy dużych współczynnikach wzmocnienia wzmacniacza termostatu można uzyskać regulację temperatury z dokładnością do około 0,01°C.

W konstrukcji termostatu wzorca przedstawionego na rys. 8-24 zastosowano wielowarstwową izolację grzejnika, a rezonator kwarcowy jest umieszczony

wewnątrz obudowy cylindrycznej. Specjalnie starzony rezonator cięcia AT jest umieszczony w próżniowej bańce szklanej. Jest on otoczony aluminiową osłoną, na której są nawinięte uzwojenia grzejnika. Próżniowe naczynie Dewara zmniejsza straty ciepła i fluktuacje temperatury rezonatora kwarcowego przy gwałtownych zmianach temperatury otoczenia. Dodatkową izolację cieplną stanowi osłona z włókna szklanego, otaczająca naczynie Dewara, a cały zespół termostatu jest umieszczony w cylindrycznej bańce aluminiowej. W pewnych przypadkach zamiast naczynia Dewara i izolacji z włókna szklanego jest stosowane piankowe tworzywo sztuczne. Jeśli temperatura termostatu przekroczy 80°C, dodatkowe zabezpieczenie cieplne wyłącza uzwojenie grzejnika.

Wszystkie kondensatory związane z rezonatorem kwarcowym określającym częstotliwość są dobierane ze względu na bardzo wysokie wymagania dotyczące stabilności cieplnej, a dla dodatkowego zmniejszenia zmian pojemności są one umieszczone w termostacie wraz z rezonatorem kwarcowym.

We wzorcu częstotliwości zastosowano pokazany na rys. 8-25 generator Colpittsa, z regulacją amplitudy. Amplituda drgań jest regulowana za pomocą ujemnego napięcia ARW, uzyskiwanego z ostatniego stopnia wzmacniacza [8-21, 8-22]. Dokładna wartość pojemności kondensatora 420 pF jest dobierana w czasie prób tak, aby skompensować parametry rezonatora kwarcowego. Mały kondensator zmienny, przyłączony równolegle z jednej strony rezonatora do masy, może być stosowany do zestrojenia wzorca na dokładną częstotliwość, a później do kompensacji starzenia rezonatora kwarcowego [8-23].



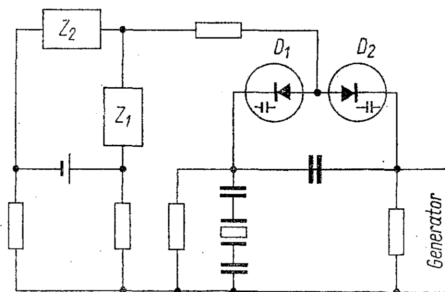
Rys. 8-25. Generator wzorca częstotliwości

Trzy kaskadowo połączone stopnie wzmacniające zabezpieczają generator przed jakimkolwiek wpływem obciążenia wyjściowego na częstotliwość drgań.

Dzięki kompensacji cieplnej rezonatora kwarcowego stosowanego we wzorcu częstotliwości można wyeliminować termostat stosowany zwykle we wzorcach o dużej stabilności. W ten sposób można zmniejszyć wymiary, koszt i pobieraną moc. Kompensacja cieplna eliminuje również czas nagrzewania niezbędny, aby rezonator kwarcowy uzyskał wymaganą temperaturę pracy. Zmianę częstotliwości wskutek zmian temperatury można skompensować przy zastosowaniu środków zmieniających automatycznie pojemność przyłączoną równolegle do kwarcowego rezonatora we wzorcu częstotliwości [8-24]. Na rys. 8-26 pokazano układ wykorzystujący do tego rodzaju kompensacji cieplnej diody pojemnościowe D_1 i D_2. Zastosowanie odpowiedniej kombinacji termistorów i oporników jako układów

regulacji napięcia w Z_1 i Z_2 powoduje taką zmianę pojemności diod, że częstotliwość rezonatora kwarcowego utrzymuje się na wartości zadanej.

Ważne jest odizolowanie rezonatora kwarcowego, diod i układów Z_1 i Z_2 od zmian temperatury zewnętrznej. Dzięki właściwej izolacji cieplnej uzyskuje się poprawę kompensacji, gdyż wszystkie elementy zależne od temperatury podlegają zmianom temperatury z tą samą szybkością, niezależnie od szybkości zmian temperatury otoczenia. O skuteczności tej metody decyduje odpowiedniość między charakterystyką cieplną częstotliwości rezonatora kwarcowego, a charakterystyką cieplną pojemności układu kompensacyjnego. Żądaną zależność można uzyskać umieszczając rezonator kwarcowy, diody i układy kompensacji cieplnej w bezpośrednim sąsiedztwie, tak by temperatura wszystkich części zmieniała się równocześnie. Dodatkowo, konstruując odpowiednio złożony termistorowy układ kompensacyjny, można uzyskać żądaną kompensację cieplną.



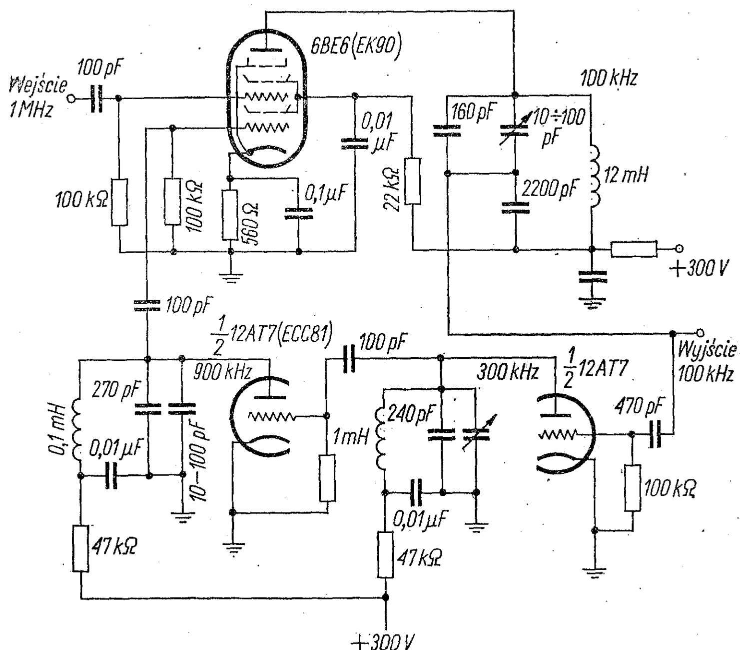
Rys. 8-26. Wzorzec częstotliwości skompensowany temperaturowo

8-7. Dzielniki częstotliwości

Do zmniejszenia wyjściowej częstotliwości wzorca 1 MHz na potrzebne w układach stabilizacji częstotliwości urządzeń SSB częstotliwości 100, 10 i 1 kHz lub nawet mniejsze można stosować dzielniki częstotliwości. Do tych celów można stosować multiwibratory, przerzutniki, generatory synchronizowane i dzielniki regeneratywne, przy czym każdy z nich ma określone zalety. Jeśli sygnał wejściowy zniknie, poziom jego obniży się poniżej koniecznej wartości lub częstotliwość jego znacznie różni się od pożądanej, dzielnik regeneratywny i przerzutnik nie daje sygnału na wyjściu. Większość multiwibratorów i generatorów synchronizowanych natomiast oscyluje dalej bez synchronizacji i daje niestabilny sygnał wyjściowy, nawet jeśli sygnał wejściowy zaniknie.

Układ dzielnika regeneratywnego pokazano na rys. 8-27. Układ ten zawiera dwa powielacze częstotliwości i mieszacz. Działanie jego można wyjaśnić zakładając, że nastąpiło zaburzenie takie jak np. stan przejściowy wskutek włączenia zasilania lub szum cieplny w stopniach powielaczy. Ze względu na istnienie obwodów rezonansowych w anodzie każdej lampy, zaburzenie spowoduje powstanie na wyjściu drugiego powielacza napięcia o częstotliwości 900 kHz. Sygnał wyjściowy ze wzorca o częstotliwości 1 MHz zmieszany z sygnałem 900 kHz daje w wyniku żądany sygnał wyjściowy 100 kHz. Sygnał ten podobnie jak w generatorze, po każdym chwilowym zadziałaniu sprzężenia zwrotnego wzrasta gwałtownie do amplitudy ograniczonej zakrzywieniem charakterystyki. Zastosowanie na wyjściu mieszacza obwodu rezonansowego zestrojonego na 100 kHz zapewnia tłumienie częstotliwości 0,9 MHz, 1 MHz i 1,9 MHz

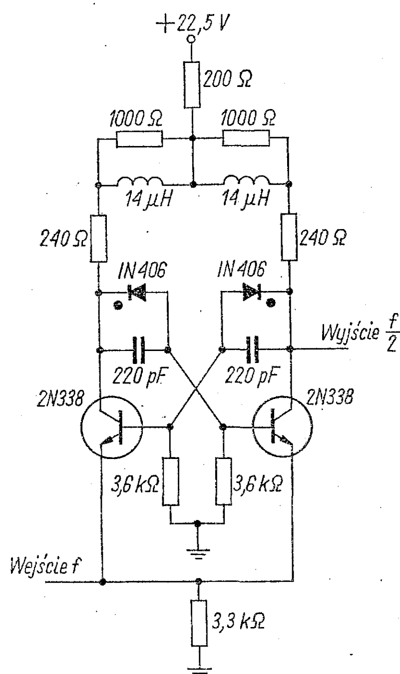
i wybranie żądanej częstotliwości wyjściowej 100 kHz. Jeśli częstotliwość wyjściowa mieszacza jest równa 100 kHz, powielacze działają w normalny sposób i dostarczają częstotliwość 900 kHz do mieszacza. Dzielnik regeneratywny może generować stosunkowo czysty sygnał wyjściowy, o mniejszej zawartości harmonicznych niż w sygnale otrzymywanym z multiwibratora.



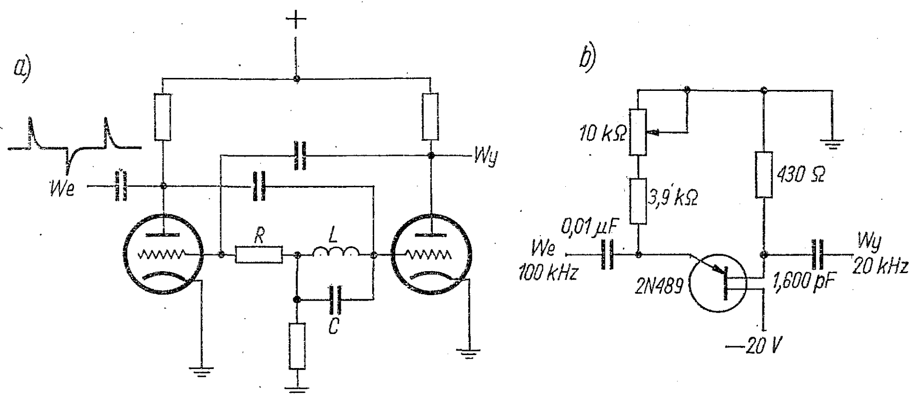
Rys. 8-27. Regeneratywny dzielnik częstotliwości

Do zmniejszenia częstotliwości można stosować tranzystorowe przerzutniki (multiwibratory) bistabilne [8-25]. Układ pokazany na rys. 8-28 daje podział przez 2. Przez odpowiednie połączenie czterech przerzutników tego rodzaju można uzyskać podział przez 10. Przez połączenie kaskadowe odpowiedniej liczby przerzutników bistabilnych można otrzymać każdy żądany binarny stosunek podziału. Chociaż do pobudzania przerzutnika można użyć albo napięcia sinusoidalnego, albo impulsowego, bardziej pewną pracę można uzyskać stosując krótkie impulsy pobudzające. Najlepsze do tego celu są zróżniczkowane przebiegi prostokątne.

Na rys. 8-29 pokazane są dwa inne układy dzielników. Na rys. 8-29a pokazano generator samodławny [8-26]. Układ ten pracuje jako generator synchronizowany. Jest on stabilizowany za pomocą rezonansowego obwodu *L-C*. Generator może pracować jako multiwibrator astabilny, jeśli *R* jest duże, oraz jako generator drgań sinusoidalnych, jeśli *R* jest małe. Przez odpowiedni dobór *R* można uzyskać przy jeszcze stabilnej pracy krotność podziału 40 do 50. Aby uzyskać podział przez 5, można zastosować tranzystor unipolarny („polowy"), jak pokazano na rys. 8-29b. Układ ten działa jako generator relaksacyjny, synchronizowany impulsami wejściowymi.



Rys. 8-28. Tranzystorowy dzielnik częstotliwości



Rys. 8-29. Dzielniki częstotliwości: a) generator samodławny; b) układ z tranzystorem unipolarnym

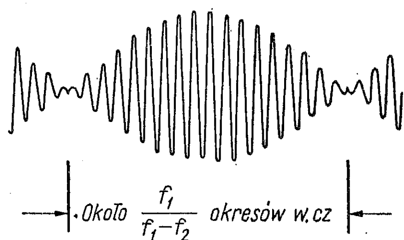
W syntetyzerach częstotliwości zachodzi często konieczność wytwarzania harmonicznych sygnału odniesienia wysokiego rzędu. Do tego celu często stosowany jest generator kluczowany [8-27]. Częstotliwość drgań swobodnych takiego generatora jest zbliżona do częstotliwości żądanej. Układ ma za zadanie wygaszać drgania pod wpływem impulsu podharmonicznej żądanej częstotliwości wyjściowej. Aby generowane widmo miało jak najmniejszą szerokość, generator musi dla każdego impulsu zaczynać pracę przy takiej samej fazie. Dostrojenie generatora wywiera znaczny wpływ na amplitudę harmonicznych leżących w pobliżu częstotliwości żądanej.

Literatura

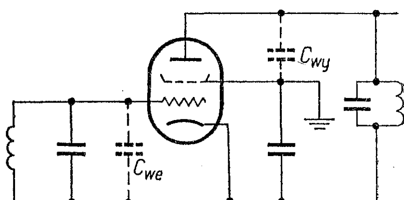
8-1. Keith Henney (ed.): Radio Engineering Handbook, 5th ed., chap. 16, pp. 16–16, 16–24. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1959.
8-2. G. G. Gouriet: High Stability Oscillator. *Wireless Engr.*, April 1950, pp. 105–112.
8-3. William A. Edson: Vacuum Tube Oscillators. John Wiley and Sons, Inc., New York 1953.
8-4. H. A. Thomas: Theory and Design of Valve Oscillators, 2d ed. Chapman and Hall, Ltd., London 1951.
8-5. J. P. Buchanan: Handbook of Piezoelectric Crystals of Radio Equipment Designers. *Wright Air Develop. Center Tech. Rept.* 56–156. U. S. Government Printing Office, October 1956.
8-6. E. W. Pappenfus: Stabilized Master Oscillator for Multichannel Communication. *Electronics*, December 1950, pp. 108–113.
8-7. H. A. Robinson: Conversion of Airborne HF Receiver-Transmitter from Double Sideband to Single Sideband. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1796–1797.
8-8. M. I. Dorman: Oscillatory Phenomena on the Passage of Frequency through Zero. *Radio Eng. Electron* (ZSRR), vol. 15, no. 10, pp. 36–43, 1960; publikacja w języku angielskim, Maj, 1961.
8-9. R. Kitai: A Phase Sensitive Valve Voltmeter. *Electron. Radio Eng.*, April 1957, p. 125.
8-10. W. E. Ingham: On Balanced Diode Phase Discriminators. *E. M. I. Research Laboratories Ltd., Rept. RW/7*, Hayes, Middlesex, England, August 1955.
8-11. S. Krishman: Diode Phase Detectors. *Electron. Radio Engr.*, February 1959, pp. 47–50.
8-12. H. T. McAleer: A New Look at the Phase-locked Oscillator. *Proc. IRE*, June 1959, pp. 1137–1143.
8-13. D. Richman: Color-carrier Reference Phase Synchronization Accuracy in NTSC Color Television. *Proc. IRE*, January 1954, pp. 127–129.
8-14. T. J. Rey: Automatic Phase Control: Theory and Design. *Proc. IRE*, October 1960, pp. 1768–1770.
8-15. E. L. C. White: The Pull-in Range of an APC Loop. *E. M. I. Research Laboratories Ltd., Rept.* RK/94, Hayes, Middlesex, England, November 1955.
8-16. A. Hund: Frequency Modulation, chap. 2, pp. 155–174. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1942.
8-17. W. J. Gruen: Theory of APC Synchronization. *Proc. IRE*, August 1953, p. 1044.
8-18. H. Nyquist: Regeneration Theory. *Bell System Tech. J.*, January 1932, p. 126.
8-19. R. W. Landee, D. C. Davis, A. P. Albrecht: Electronic Designers' Handbook, pp. 18–2÷18–24. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1957.
8-20. G. S. Brown, D. P. Campbell: Principles of Servomechanisms, pp. 176–177, John Wiley and Sons, Inc., New York 1948.
8-21. F. D. Lewis: Frequency and Time Standards, *Proc. IRE*, September 1955, pp. 1055–1068.
8-22. R. L. Craiglow, E. L. Martin: Frequency Control Techniques for Single Sideband. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1697–1702.
8-23. A. W. Warner: Frequency Aging of High Frequency Plated Crystal Unites. *Proc. IRE*, July 1955, pp. 790–792.
8-24. G. R. Hykes, D. E. Newell: A Temperature Compensated Frequency Standard. *Proc. 15th Ann. Symp. Freq. Control*, pp. 297–317, U. S. Army Signal Research and Development Laboratory, Ft. Monmouth, N. J. 1961.
8-25. Alexander Basil: A 10-Mc Transistorized Binary Counter. *Proc. Natl. Aeron. Conf.* 1959, pp. 727–732.
8-26. Phillip R. Scott: A Stabilized Locked Oscillator Frequency Divider. *Proc. IRE*, February 1960, pp. 192–200.
8-27. Alvin Hahnel: Multichannel Crystal Control of VHF and UHF Oscillators. *Proc. IRE*, January 1953, p. 79.

9. WARUNKI PRACY LAMPY W LINIOWYM WZMACNIACZU WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Ogólnie biorąc, sygnał wielkiej częstotliwości można uważać za przebieg sinusoidalny o względnie wolnozmiennej amplitudzie lub fazie albo jednocześnie zmiennej amplitudzie i fazie. Dla przykładu dwuczęstotliwościowy, jednowstęgowy sygnał pomiarowy, złożony z dwóch częstotliwości 10 MHz odległych od siebie o 1000 Hz, zawiera około 10000 okresów wielkiej częstotliwości w każdym okresie obwiedni. Zależność ta została przedstawiona na rys. 9-1. Każdy okres sygnału w.cz. ma trochę odmienną amplitudę i fazę od poprzedniego, lecz różnice te są bardzo małe, ponieważ w zakresie jednego okresu obwiedni mieści się wiele okresów w.cz. Przy rozpatrywaniu wzmacniacza w.cz. można zakładać, że inne bardziej złożone sygnały mają te same własności, mimo że ich obwiednia może zawierać wiele częstotliwości składowych.



Rys. 9-1. Zależność między liczbą okresów w.cz. zawartych w obwiedni dwutonowego sygnału SSB, a częstotliwościami poszczególnych sygnałów składowych



Rys. 9-2. Wejściowe i wyjściowe pojemności lampy i montażu „wchłaniane" są przez obwody rezonansowe, dzięki czemu impedancje tych obwodów mają charakter rzeczywisty

Wzmacniacze w.cz. z zasady mają zarówno na wejściu jak i na wyjściu obwody rezonansowe. Jednym z podstawowych powodów stosowania tych obwodów jest konieczność wyeliminowania przy częstotliwości pracy wpływu wejściowej i wyjściowej pojemności lamp, które bocznikują wejście i wyjście wzmacniacza. Pojemności te wraz z pojemnościami montażu wchodzą w skład pojemności rezonansowej obwodów (rys. 9-2). Dzięki temu obwody wejściowe i wyjściowe stanowią przy częstotliwościach radiowych impedancję o charakterze rzeczywistym. Drugim zasadniczym powodem stosowania strojonych obwodów rezonansowych jest konieczność stłumienia niepożądanych częstotliwości.

Przy omawianiu warunków pracy lampy zostanie przyjęte, że sygnał składa się z sinusoidalnych przebiegów w.cz. Jeśli nie będzie zaznaczone inaczej, przyjmuje się, że wszystkie harmoniczne napięcia sygnału, które mogą wystąpić na wejściu, albo zostać wytworzone przez lampę, są usuwane za pomocą obwodów rezonansowych.

Wymagania, jakie musi spełniać obwód rezonansowy, aby wykonać tę funkcję, będą omówione w rozdz. 10.

9-1. Klasy pracy wzmacniaczy

Wzmacniacze wielkiej częstotliwości można sklasyfikować w zależności od kąta przepływu prądu anodowego, tzn. wyrażonej w stopniach części okresu w.cz., w której płynie prąd anodowy:

klasa A 360° lub ciągły przepływ prądu anodowego
klasa B w przybliżeniu 180° przepływu prądu anodowego
klasa C poniżej 180° przepływu prądu anodowego
klasa AB między klasą A a B

Prócz tego używa się indeksów określających, czy lampa jest sterowana w zakresie prądu siatki, czy nie. Na przykład:

AB_1 określa pracę w klasie AB bez prądu siatki
AB_2 określa pracę w klasie AB z prądem siatki

Powszechnie przyjmuje się, że wzmacniacze klasy A nie pracują z prądem siatki, chociaż powyższa definicja tego nie wyklucza. Również przyjmuje się, że wzmacniacze klasy C pracują z prądem siatki oraz w zakresie nasycenia prądu anodowego, a ich napięcie wyjściowe jest głównie określone przez wielkość napięcia stałego zasilającego anodę. Wobec tego wzmacniacze klasy C nie nadają się do liniowego wzmacniania, ponieważ nie zapewniają liniowej zależności między napięciami wyjściowym a wejściowym w zakresie zmian amplitud sygnału.

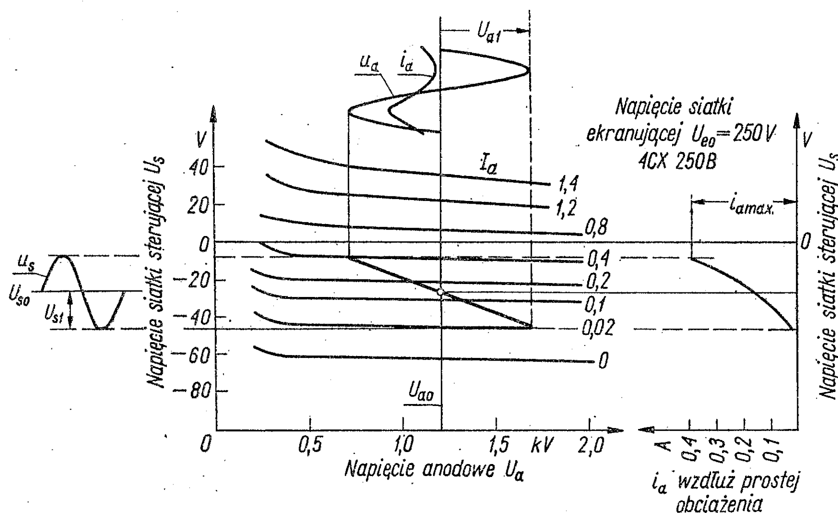
Praca w klasie A jest przeważnie stosowana do wzmacniania małych sygnałów jak np. w odbiornikach, wzbudnikach i stopniach wejściowych wzmacniaczy mocy. Wzmacniacze klasy A charakteryzują się dużym wzmocnieniem, małymi zniekształceniami i małą sprawnością.

Pracę w klasie AB stosuje się w większości wzmacniaczy liniowych dla mocy większych od kilku watów. Wzmocnienie jest mniejsze i zniekształcenia większe niż we wzmacniaczach klasy A, ale większa sprawność oraz mniejsze wymiary lampy i niższy koszt są czynnikami decydującymi o stosowaniu tej klasy przy wyższych poziomach mocy. Można stosować albo klasę AB_1, albo klasę AB_2 w zależności od optymalnego wyboru warunków pracy dla danej lampy.

Praca w klasie B jest rzadko stosowana, ponieważ lampy pracujące z przedpięciem siatki bliskim warunkom odcięcia wytwarzają znacznie większe zniekształcenia niż w przypadku przedpięcia stosowanego w klasie AB. Lampy mające charakterystyki z ostrym odcięciem mogą zadowalająco pracować w klasie B. Różnica między klasą B a klasą AB nie jest dokładnie zdefiniowana i obydwa oznaczenia są stosowane, chociaż ogólnie przyjmuje się, że klasa B oznacza również pracę w zakresie prądu siatki. Oznaczenia te są istotne tylko w przypadku dużych sygnałów, gdyż w przypadku małych sygnałów zarówno warunki pracy w klasie AB jak i B są takie same jak w klasie A.

9-2. Charakterystyka robocza w polu charakterystyk lampy

Do rozważań są stosowane pokazane na rys. 9-3 charakterystyki izoprądowe lampy, gdyż w ich polu, charakterystyka robocza jest po prostu linią prostą. Wynika to z założenia, że napięcia siatkowe i anodowe zawierają składowe stałe i czysto sinusoidalne składowe zmienne o odpowiednich fazach. Takie idealne warunki można uzyskać stosując jako obciążenie poprawnie dostrojone obwody o dużej dobroci.

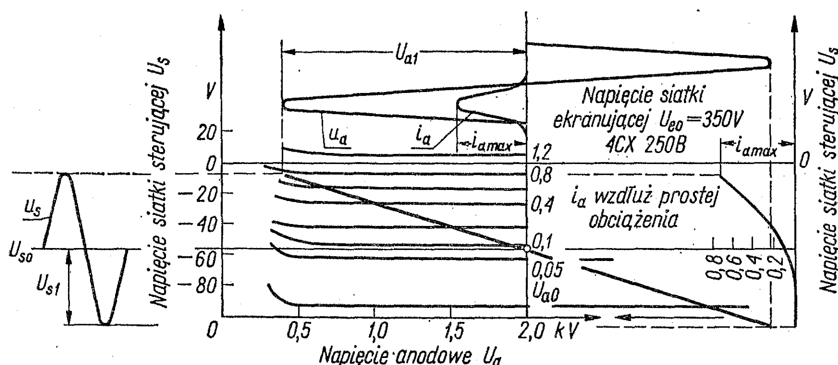


Rys. 9-3. Prosta robocza wzmacniacza klasy A z lampą 4CX250B dającego na wyjściu moc 34 W (podstawowe charakterystyki otrzymano z firmy Eitel-Mc-Cullough)

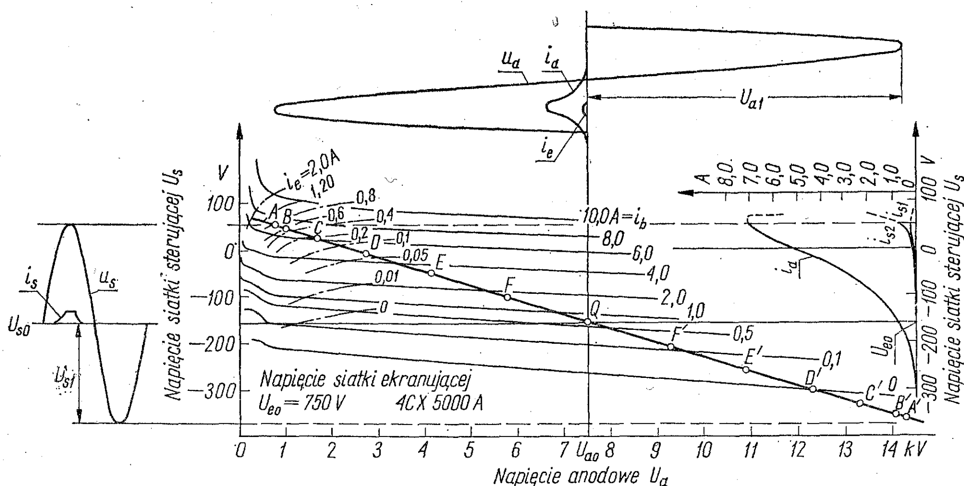
Prosta robocza wykreślona na rys. 9-3 odpowiada typowym warunkom pracy dla wzmacniacza średniej mocy w.cz. pracującego w klasie A, który może być wykorzystany do sterowania wzmacniacza większej mocy pracującego w klasie AB. Na powyższym rysunku pokazano wejściowe napięcie siatkowe w.cz. u_s i wynikające z niego anodowe napięcie w.cz. u_a oraz prąd anodowy i_a. Zmiana kształtu i_a w stosunku do u_s wynika ze zniekształceń wzmacniacza, co będzie omówione w rozdz. 13.

Rys. 9-4 przedstawia prostą roboczą dla pracy w klasie AB_1 wykreśloną w polu charakterystyk tetrody. Praca z tetrodą w klasie AB_2 i odpowiadająca jej prosta robocza zostały przedstawione na rys. 9-5. Przedstawiono tu również napięcia siatkowe i anodowe oraz odpowiadające im prądy anodowe. Spoczynkowy prąd anodowy dobrano z punktu widzenia uzyskania najlepszego kompromisu między mocą admisyjną a małymi zniekształceniami. Zagadnienie to będzie szczegółowo omówione w p. 13-2. Punkty charakterystyczne przedstawione na rys. 9-4 i 9-5 są dość typowe dla wymienionych klas pracy.

W przypadku klasy AB prąd anodowy płynie impulsami. Przy dużych sygnałach w klasie A prąd anodowy może być silnie odkształcony, ale nigdy nie spada do zera. Zadaniem anodowego obwodu rezonansowego jest zapewnienie czysto rezystancyjnego obciążenia dla składowej podstawowej impulsów prądu anodo-



Rys. 9-4. Prosta robocza wzmacniacza klasy AB_1 z lampą 4CX250B dającego na wyjściu moc 300 W (podstawowe charakterystyki otrzymano z firmy Eitel-Mc-Cullough)

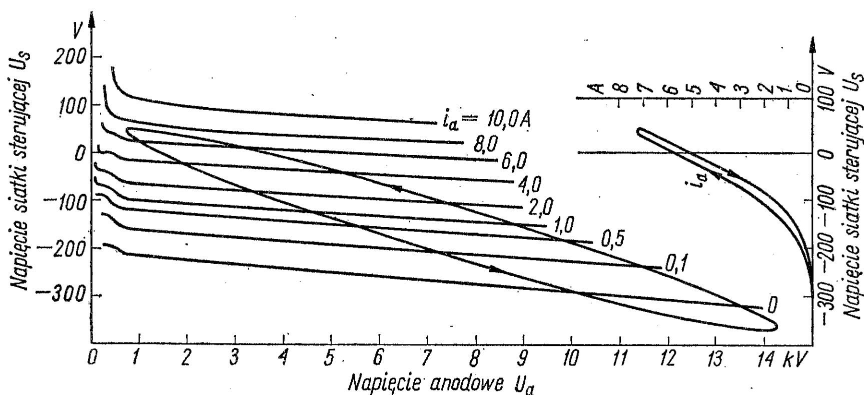


Rys. 9-5. Charakterystyka robocza dla tetrody 4CX5000A pracującej w klasie AB_2, dającej na wyjściu 12 kW mocy w.cz. Na prostej zaznaczono co 15° punkty przebiegu czasowego (podstawowe charakterystyki otrzymano z firmy Eitel-McCullough)

wego i bardzo małej impedancji dla wszystkich jego składowych harmonicznych. Na rys. 9-6 pokazano zjawisko występujące w przypadku niewielkiego rozstrojenia obwodu anodowego, pozostałe warunki są takie same jak dla rys. 9-5. Reaktancyjny składnik impedancji obciążenia lampy wywołuje eliptyczne zniekształcenie charakterystyki roboczej, ponieważ napięcie anodowe jest niezgodne w fazie z napięciem siatkowym (w ilustrowanym przypadku różnica faz względem 180° wynosi 15°). Zmniejsza to sprawność i moc wyjściową oraz wpływa na liniowość charakterystyki. Kiedy obwód anodowy jest zupełnie rozstrojony, charakterystyka robocza zamienia się w wąską pionową elipsę, a napięcie anodowe jest przesunięte w fazie o ok. 90° względem napięcia siatkowego.

Dla wymaganych warunków pracy wzmacniacza optymalna prosta robocza jest ustalana metodą kolejnych prób i pomiarów. Próbne położenie prostej roboczej

można określić następująco: katalogowe dane lampy podane przez producenta określają wartość stałego napięcia anodowego U_{a0}, które powinno być odpowiednie dla żądanej mocy wyjściowej w.cz. Spoczynkowy prąd anodowy przy braku napięcia sterującego wybiera się tak, aby moc strat w anodzie wynosiła około $^2/_3$ mocy admisyjnej. Ustala to na prostej roboczej próbny punkt Q odpowiadający brakowi sygnału. Wzory podane w p. 9-3 służą do określenia współrzędnych punktu szczytowego wysterowania A, leżącego na końcu prostej roboczej. Napięcie dla punktu A może być przyjęte w zakresie, w którym charakterystyki izoprądowe zakrzywiają się. W ten sposób ustala się próbną wartość amplitudy napięcia anodowego w.cz. U_{a1}. Maksymalną wartość chwilową prądu anodowego oblicza się ze wzoru $i_{a\,max} = 4P_{a1}/U_{a1}$. Określa to próbną wartość $i_{a\,max}$ i lokalizuje punkt A na charakterystykach lampowych.

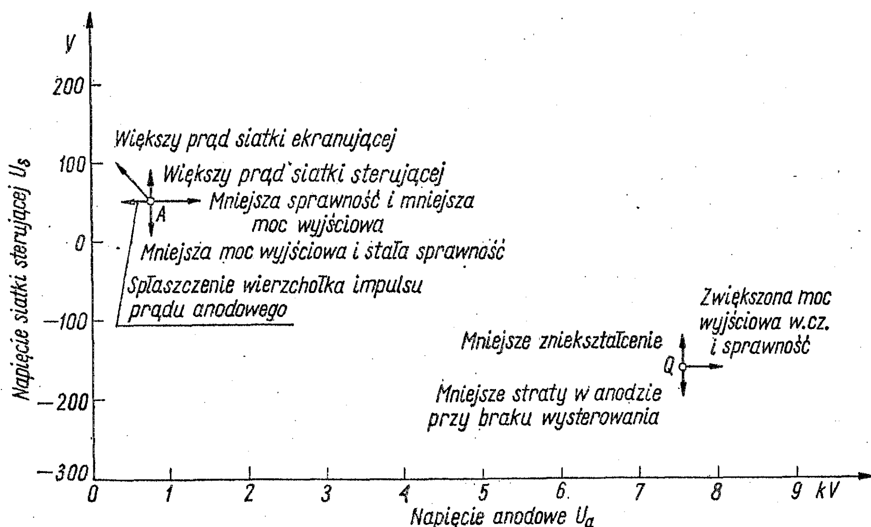


Rys. 9-6. Wpływ rozstrojenia obwodu anodowego (15°), kształt charakterystyki roboczej i prąd anodowy (podstawowe charakterystyki otrzymano z firmy Eitel-McCullough)

Następnie korzystając ze wzorów podanych w p. 9-3 oblicza się przybliżone warunki dla tej prostej roboczej. Dodatkowe pomiary umożliwiają dokładniejsze ustalenie żądanej prostej roboczej. Korzystając z prostej roboczej i posługując się metodą graficzną Chaffee'a, wyjaśnioną w p. 9-9, można zupełnie dokładnie określić wszystkie warunki pracy lampy. Prócz tego mogą się okazać konieczne dodatkowe pomiary umożliwiające określenie żądanych warunków pracy.

Rys. 9-7 ilustruje skutki przesuwania się w różnych kierunkach punktów Q i A podczas pracy w klasie AB. Oczywiście ustalony punkt pracy powinien odpowiadać nominalnym wartościom przewidzianym przez producenta lampy.

Jeśli zostanie zastosowany obwód o bardzo małej dobroci, składowa zmienna w.cz. napięcia anodowego przestanie być sinusoidą. Impedancja obwodu dla drugiej harmonicznej prądu anodowego będzie stosunkowo duża i wobec tego składowa o tej częstotliwości pojawi się w anodowym napięciu w.cz. Ponieważ impedancja ta dla drugiej harmonicznej ma zwykle charakter pojemnościowy, składowa drugiej harmonicznej napięcia anodowego będzie opóźniona w stosunku do drugiej harmonicznej prądu anodowego o około 90°. Utrata własności filtracyjnych wynikających z dużej dobroci obwodu rezonansowego powoduje także zniekształcenie napięcia anodowego. Rezultatem jest spadek mocy wyjściowej, zwiększenie strat w anodzie i spadek sprawności. Bardzo pożądane jest stosowanie obwodów rezonansowych, które po obciążeniu mają wypadkową dobroć przynajmniej $Q = 5$.



Rys. 9-7. Wpływ przesuwania się punktów A i Q na warunki pracy lampy

9-3. Wzory określające warunki pracy lampy

Warunki pracy lampy można zupełnie dokładnie określić za pomocą charakterystyk lampowych i podanych poniżej prostych wzorów. Najpierw wybiera się wartość stałego napięcia anodowego U_{a0} i punkt A leżący na końcu prostej roboczej (rys. 9-4 i 9-5). Punkt ten określa szczytową wartość prądu anodowego $i_{a\,max}$ oraz amplitudę składowej zmiennej napięcia anodowego U_{a1}.

Poniższe wzory są dokładne dla przypadku teoretycznej, liniowej pracy lampy w idealnej klasie B. Występująca w rzeczywistych warunkach pracy w klasie AB wartość prądu anodowego przy braku wysterowania niewiele wpływa na dokładność poniższych wzorów dla maksymalnego sygnału wejściowego. Poniższe wzory dotyczą pojedynczego ciągłego sygnału sinusoidalnego:

$I_{a0} = \frac{i_{a\,max}}{\pi}$ składowa stała prądu anodowego

$P_{a0} = \frac{i_{a\,max}\,U_{a0}}{\pi}$ moc prądu stałego dostarczona do obwodu anodowego

$P_{a1} = \frac{1}{4}\,i_{a\,max}\,U_{a1}$ średnia moc wyjściowa w.cz.

$\eta = \frac{\pi}{4}\,\frac{U_{a1}}{U_{a0}}\,100$ sprawność anodowa w %.

Dla dwuczęstotliwościowego sygnału jednowstęgowego wzory przyjmą postać:

$I_{a0} \doteq \frac{2}{\pi^2}\,i_{a\,max}$ wartość składowej stałej prądu anodowego

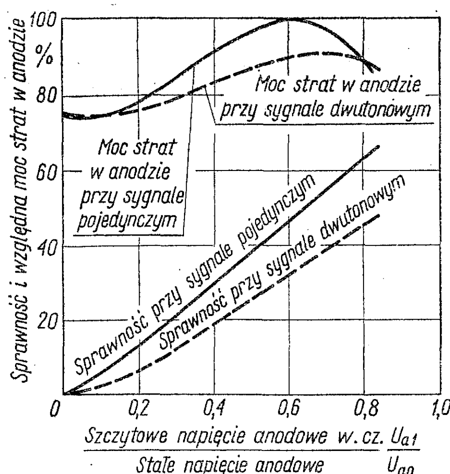
$P_{a0} = \frac{2}{\pi^2} i_{a\,max} U_{a0}$ moc prądu stałego dostarczona do obwodu anodowego

$P_{a1} = \frac{1}{8} i_{a\,max} U_{a1}$ średnia moc wyjściowa w.cz.

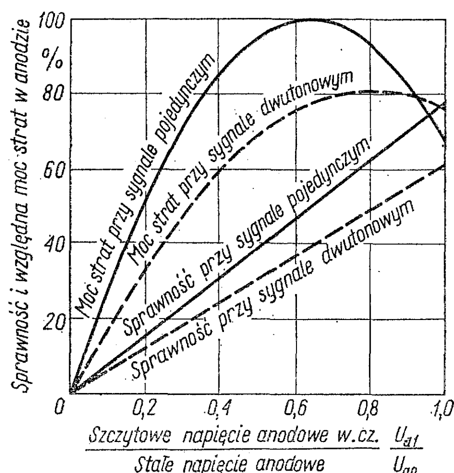
$PEP = \frac{1}{4} i_{a\,max} U_{a1}$ szczytowa moc wyjściowa sygnału w.cz.

$\eta = \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \frac{U_{a1}}{U_{a0}} 100$ średnia sprawność anodowa w %.

Na rys. 9-8 przedstawiono krzywe sprawności i mocy traconej w anodzie dla sygnału pojedynczego i dwuczęstotliwościowego w funkcji amplitudy sygnału przy założeniu pracy w idealnej klasie B. Moc tracona w anodzie stanowi różnicę między mocą prądu stałego dostarczaną do anody a uzyskaną na wyjściu mocą wielkiej częstotliwości. Maksymalne straty w anodzie dla sygnału pojedynczego



Rys. 9-8. Moc strat w anodzie i sprawność w zależności od amplitudy napięcia anodowego w.cz. w przypadku pracy w idealnej klasie B



Rys. 9-9. Moc strat w anodzie i sprawność dla typowych warunków pracy w klasie AB w zależności od amplitudy napięcia anodowego w.cz.

występują w przypadku, gdy szczytowa wartość napięcia anodowego w.cz. stanowi 0,617 wartości stałego napięcia na anodzie. Teoretyczne, maksymalne sprawności anodowe wynoszą w przypadku sygnału pojedynczego $\frac{\pi}{4}$ lub 78,5%, a w przypadku sygnału dwuczęstotliwościowego $\left(\frac{\pi}{4}\right)^2$, czyli 61,7%. Na rys. 9-9 przedstawiono typowe krzywe obrazujące rzeczywiste warunki pracy lampy w klasie AB. Moc strat w anodzie, odpowiadająca brakowi wysterowania, będzie oczywiście określona wartościami składowych stałych napięcia i prądu anodowego odpowiadających zerowemu sygnałowi wejściowemu.

Można zauważyć, że sprawność anodowa zależy prawie liniowo od współczynnika będącego stosunkiem amplitudy składowej zmiennej napięcia anodowego U_{a1} do stałego napięcia anodowego U_{a0}. Maksymalna wartość tego stosunku zależy od wybranego typu lampy. Ogólnie można przyjąć, że pentody mogą pracować z większymi amplitudami napięcia anodowego, chociaż wiele tetrod ma własności niewiele odbiegające pod tym względem od pentod. Popularność swą tetrody zawdzięczają konstrukcji i prostocie układowej.

9-4. Wpływ napięcia siatki ekranującej

Bardzo często producent lampy podaje jej charakterystyki dla dwóch lub trzech wartości napięcia siatki ekranującej. Jest to bardzo pomocne, ponieważ umożliwia dokładniejsze obliczenie warunków pracy lampy, odmiennych od przedstawionych w typowych kartach katalogowych. Wpływ zmiany napięcia ekranu, w przypadku gdy zmiany te zawierają się w niewielkich granicach wynoszących $10 \div 20\%$, można uwzględnić stosując do posiadanych charakterystyk lampy współczynniki. Jeśli np. napięcie ekranu jest o 10% wyższe od tego, dla którego posiadamy charakterystyki lampowe, należy pomnożyć wartość współrzędnych napięć siatkowych i anodowych określonych dostępną charakterystyką przez 1,1 oraz przemnożyć wartości charakterystyk prądu anodowego przez $(1{,}1)^{3/2}$.

Możliwość uzyskania ze wzmacniaczy klasy AB dużej mocy wyjściowej jest ograniczona wartością szczytowego prądu anodowego $i_{a\,max}$ odpowiadającego zerowemu napięciu siatki. Zwiększając napięcie ekranu powodujemy wzrost mocy, lecz zwykle amplituda napięcia anodowego musi być zmniejszona w celu zapobieżenia powstaniu zniekształceń, polegających na spłaszczaniu wierzchołków przebiegu. Ogólnie biorąc, pożądane jest stosowanie najmniejszej wartości napięcia siatki ekranującej, która zapewnia jeszcze uzyskanie żądanej mocy wyjściowej z zachowaniem pewnej rezerwy przeznaczonej na odchyłki parametrów lampy od danych katalogowych. Zmiany parametrów mogą być dość znaczne, zwłaszcza dla lamp małej i średniej mocy mających duże wzmocnienie. Na ogół niższe napięcie siatki ekranującej powoduje nieco mniejsze zniekształcenia przy danym prądzie anodowym odpowiadającym brakowi sygnału. Bardziej szczegółowo będzie to omówione w p. 13-2.

9-5. Wzmacniacze z uziemioną siatką[1])

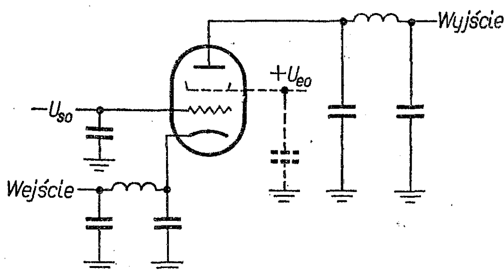
W układach tego typu sygnał sterujący jest doprowadzony do katody. Układ ten jest nazywany układem z uziemioną siatką, ponieważ siatka jest zwykle na masie. Na rys. 9-10 przedstawiono podstawowy układ wzmacniacza z uziemioną siatką. Układy tego rodzaju są szczególnie przydatne w zakresie fal krótkich lub UKF w triodowych stopniach dużej mocy. Ich podstawową zaletą jest wyeliminowanie konieczności stosowania neutralizacji, ponieważ siatka sterująca ekranuje obwód wyjściowy od obwodu wejściowego. Wzmocnienie mocy dla triodowych wzmacniaczy klasy AB z uziemioną siatką jest rzędu $7 \div 20$. Przyczyną tak małego wzmocnienia jest to, że duża część mocy sterującej przechodzi przez lampę do obwodu anodowego. Ponieważ prąd anodowy lampy i_a płynie, zarówno w obwodzie wejściowym jak i wyjściowym, wzmocnienie mocy k_p jest w przy-

[1]) Zwane również „wzmacniaczami sterowanymi w katodzie" (przyp. tłum.).

bliżeniu równe stosunkowi amplitudy napięcia anodowego w.cz. U_{a1} do amplitudy napięcia katodowego w.cz. U_{k1}

$$k_p \approx \frac{U_{a1}}{U_{k1}}$$

W rzeczywistości wzmocnienie jest nieco mniejsze, ponieważ moc sterująca jest również pobierana przez obwód siatki. Również straty w obwodach rezonansowych na wejściu i wyjściu układu powodują zmniejszenie całkowitego wzmocnienia. We wzmacniaczach klasy AB_2, moc przechodząca przez lampę spełnia pożyteczną rolę łagodząc wpływ nieliniowego obciążania siatki. Zagadnienie to omówiono w p. 13-4 i 13-5.



Rys. 9-10. Wzmacniacz w.cz. z uziemioną siatką

Niektóre triody, jak np. 811A, 3-400Z i 3CX10000Z szczególnie nadają się do pracy w układzie z uziemioną siatką przy zerowym przedpięciu siatkowym. W lampach tych punkt Q na prostej roboczej leży na linii stanowiącej zerowe napięcie siatki.

Tetrody mogą być również stosowane jako wzmacniacze z uziemioną siatką. Ich wzmocnienie mocy jest znacznie większe i zawiera się w granicach $20 \div 50$. Należy jednak zdać sobie sprawę, że prąd siatki ekranującej obciąża obwód wejściowy, podobnie jak prąd siatki sterującej. Duża wartość tego prądu może wywołać nieliniowe obciążenie obwodu wejściowego, co w efekcie będzie prowadzić do powstania zauważalnych zniekształceń sygnału jednowstęgowego.

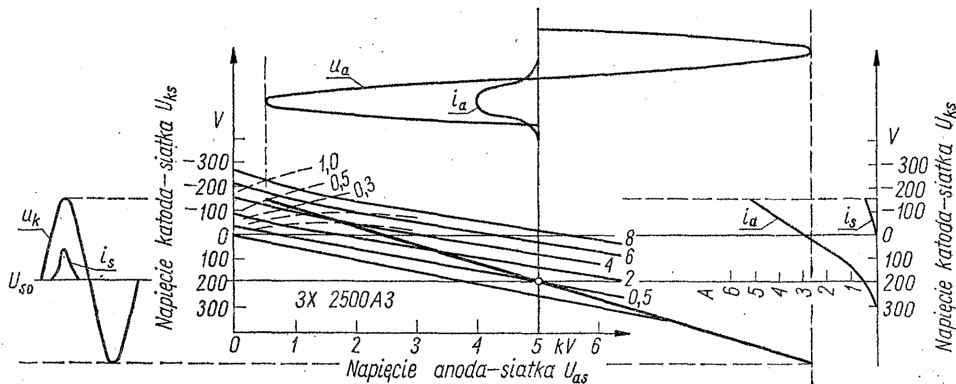
Warunki pracy lampy w układzie z uziemioną siatką najlepiej określić na podstawie charakterystyk izoprądowych wykonanych dla tego rodzaju pracy (rys. 9-11). Zamiast katody jako elektrodę napięcia odniesienia przyjęto siatkę sterującą. W dalszym ciągu wzory podane w p. 9-3 są słuszne. Jednak we wzorach dotyczących sprawności należy zamiast napięcia w.cz. między anodą a siatką sterującą podstawić napięcie w.cz. między anodą a katodą. Uzyskuje się to przez odjęcie od napięcia w.cz. między anodą a siatką pierwszą napięcia w.cz., jakim jest sterowana katoda. Wyrażenie na moc przechodzącą przyjmie postać

$$P'_{wzb} = \frac{1}{4} i_{a\,max} U_{k1}$$

przy czym $i_{a\,max}$ i U_{k1} są wartościami szczytowymi.

Powszechnie stosowane charakterystyki izoprądowe można również zastosować do określenia warunków pracy wzmacniacza z uziemioną siatką. W obliczeniach należy jedynie uwzględnić fakt, że wypadkowe napięcie między anodą

a katodą zawiera w sobie wartość katodowego napięcia sterującego. Również w przypadku tetrod napięcie między siatką drugą a katodą zawiera katodowe napięcie sterujące, dodane do wartości napięcia stałego.

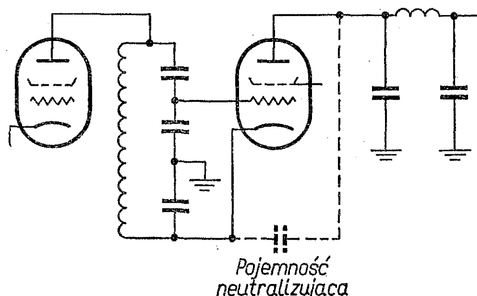


Rys. 9-11. Prosta robocza wraz z zależnościami napięciowymi i prądowymi wzmacniacza z uziemioną siatką z triodą 3X2500A3 dostarczającego 5,5 kW wyjściowej mocy w.cz. (podstawowe charakterystyki lampowe otrzymano z firmy Eitel-McCullough)

Układem często stosowanym przez radioamatorów jest układ z lampą dwu- lub trzysiatkową, w którym wszystkie siatki są połączone razem w celu uzyskania triodowej charakterystyki o dużym współczynniku amplifikacji K_a, jaki jest wymagany przy pracy z zerowym przedpięciem siatki. Czasami, wytwórnia lamp może dostarczyć danych określających warunki pracy w takim układzie, jednak w większości przypadków parametry takiego układu należy określić doświadczalnie.

9-6. Równoczesne sterowanie w katodzie i siatce pierwszej napięciami przesuniętymi w fazie o 180°

Pośrednie warunki między sterowaniem w siatce pierwszej a sterowaniem w katodzie można uzyskać przez jednoczesne sterowanie katody i siatki pierwszej. Napięcia sterujące podawane na te dwie elektrody są względem siebie przesunięte



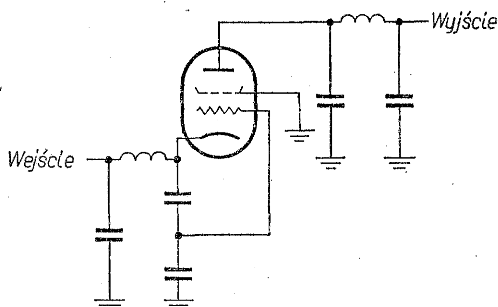
Rys. 9-12. Układ wzmacniacza z jednoczesnym sterowaniem siatki pierwszej i katody napięciami przesuniętymi w fazie o 180°

w fazie o 180°. Na rys. 9-12 przedstawiono jeden z wielu możliwych układów jednoczesnego sterowania katody i siatki. Do wysterowania tego układu jest wymagana mniejsza moc niż w przypadku konwencjonalnego układu sterowanego

w katodzie. Jeżeli napięcia sterujące siatkę i katodę są równe, moc przechodząca przez lampę zmniejsza się o połowę. Wzory obowiązujące dla przypadku sterowania w katodzie można łatwo adaptować dla układu jednoczesnego sterowania, przez podstawienie napięć i prądów występujących w końcowym punkcie przyjętej prostej roboczej.

9-7. Równoczesne sterowanie w siatce pierwszej i katodzie napięciami zgodnymi w fazie

W tym przypadku napięcie podawane na siatkę sterującą jest zgodne w fazie z napięciem sterującym katodę. W porównaniu ze zwykłym sterowaniem w katodzie napięcie dostarczone katodzie jest większe oraz moc przechodząca przez lampę jest również większa. Rys. 9-13 przedstawia typowy układ.



Rys. 9-13. Układ wzmacniacza z jednoczesnym sterowaniem siatki pierwszej i katody napięciami zgodnymi w fazie

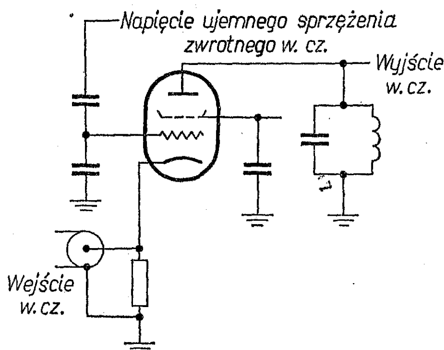
Może wydawać się nielogiczne projektowanie wzmacniacza, który w porównaniu z innymi układami wymaga większej mocy do wysterowania. Jednak układ ten daje pewne korzyści, a zwiększenie mocy niezbędnej do wysterowania nie jest tak duże, jak można byłoby się tego spodziewać na pierwszy rzut oka, ponieważ przedpięcie może być bardzo małe.

Jedną z zalet układu jest możność wyeliminowania zasilacza przedpięcia siatki ekranującej, ponieważ niezbędnego napięcia między katodą a siatką ekranującą może dostarczać źródło napięcia w.cz. sterujące katodę. W innym rozwiązaniu można zastosować zasilacz napięcia stałego siatki ekranującej, jednak potrzebne napięcie będzie w tym przypadku o połowę mniejsze od tego, jakie byłoby wymagane w układzie ze sterowaniem w siatce pierwszej. Prąd siatki pierwszej można zmniejszyć do wartości równej prądowi siatki ekranującej lub nawet, jeżeli jest to pożądane, do jeszcze mniejszej wartości. W układzie tym niektóre typy lamp mogą pracować bardziej liniowo, co w rezultacie powoduje spadek zniekształceń intermodulacyjnych. Wynika to przede wszystkim z pracy przy małych napięciach zarówno siatki pierwszej jak i siatki ekranującej, dla których optymalna wartość statyczna prądu anodowego, odpowiadająca minimalnym zniekształceniom, jest dostatecznie mała, tak że układ może pracować bez obawy przekroczenia dopuszczalnej mocy admisyjnej lampy.

Warunki pracy lampy można w przybliżeniu określić wybierając napięcia i prądy na końcu prostej roboczej i dla punktu odpowiadającego zerowemu sygnałowi oraz stosując poprzednio podane wzory dla układu ze sterowaniem w katodzie. Dla bardziej dokładnego określenia warunków pracy należy albo zasięgnąć opinii producenta lampy, albo warunki te określić w sposób doświadczalny.

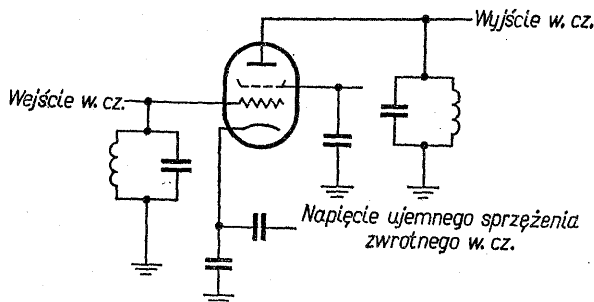
9-8. Praca ze sprzężeniem zwrotnym w.cz.

Napięcie sprzężenia zwrotnego w.cz. jest zwykle doprowadzone do innej elektrody lampy niż sygnał wzbudzający. Dzięki temu jest zmniejszone oddziaływanie napięcia sprzężenia zwrotnego na sygnał sterujący. Na rys. 9-14 przedstawiono stopień sterowany w katodzie, w którym do siatki sterującej doprowadzono napięcie sprzężenia zwrotnego. Ponieważ napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego musi być w fazie z napięciem sterującym katodę, warunki pracy tego układu są dokładnie takie same jak układu omówionego w p. 9-7.



Rys. 9-14. Stopień sterowany w katodzie z napięciem sprzężenia zwrotnego w.cz. podawanym na siatkę pierwszą

Na rysunku 9-15 przedstawiono układ, w którym napięcie sterujące jest doprowadzane do siatki sterującej, natomiast napięcie sprzężenia zwrotnego do katody. Napięcie sprzężenia zwrotnego jest zgodne w fazie z napięciem sterującym, lecz jego wartość jest nieco mniejsza, zależnie od wartości zastosowanego sprzężenia zwrotnego. Przykładowo, dla 12 dB sprzężenia zwrotnego napięcie katodowe w.cz. będzie stanowić $^3/_4$ wartości siatkowego napięcia sterującego.



Rys. 9-15. Stopień sterowany w siatce z napięciem sprzężenia zwrotnego w.cz. podawanym na katodę

Jeśli lampy z układów na rys. 9-14 i 9-15 pracują w klasie A z małymi sygnałami, warunki pracy są podobne do warunków występujących w konwencjonalnym wzmacniaczu klasy A, do którego dostarczono sygnał równy różnicy między napięciem sterującym a napięciem sprzężenia zwrotnego.

W przypadku gdy napięcie katodowe wielkiej częstotliwości jest dużą częścią stałego napięcia siatki ekranującej, występuje istotna różnica w warunkach pracy między układami z rys. 9-14 i 9-15. W układzie z rys. 9-14 napięcie katodowe w.cz. zwiększa napięcie między ekranem a katodą w chwili, gdy prąd anodowy

jest maksymalny, natomiast w układzie z rys. 9-15 w tych samych warunkach następuje zmniejszenie napięcia między ekranem a katodą. Jeśli np. w układzie z rys. 9-14 amplituda napięcia sygnału w.cz. jest równa 40 V, amplituda napięcia sprzężenia zwrotnego 30 V, a napięcie stałe siatki ekranującej równe 250 V, daje to w chwili szczytowego wysterowania chwilową wartość napięcia między katodą a siatką ekranującą 290 V, natomiast w porównywanym układzie z rys. 9-15 napięcie to będzie miało wartość 220 V. Z tego powodu zarówno wzmocnienie jak i zdolność oddawania mocy wyjściowej dla określonej lampy są w obu układach zupełnie różne.

Tak jak poprzednio, wzory dla układów z uziemioną siatką lub katodą mogą być adaptowane do układów ze sprzężeniem zwrotnym przez wybór na prostej roboczej lampy punktu odpowiadającego zerowemu sygnałowi oraz punktu szczytowego wysterowania.

9-9. Analiza Chaffee'a[1]

Metoda graficzna, za pomocą której można określić zupełnie dokładnie warunki pracy lampy, została zaproponowana przez Chaffee'a [9-1]. Weźmy z rys. 9-5 prostą roboczą leżącą na izoprądowych charakterystykach lampy. W punktach zaznaczonych na tej prostej (A, B, C itd.), z których każdy odpowiada zmianie o 15° argumentu funkcji $\cos \omega t$, można odczytać wartości prądu anodowego, prądu siatki pierwszej oraz prądu siatki ekranującej. Opracowano proste szablony [9-2, 9-3, 9-4], które ułatwiają określenie położenia tych punktów na prostej roboczej. Każdy z nich dobiera się tak, aby reprezentował on średnią wartość prądu w przedziale ωt równym 15°, którego środek przypada w tym punkcie.

Podstawiając do poniższych równań wartości prądu odczytane z charakterystyk lampowych, można obliczyć składową stałą (średnią) prądu oraz składową podstawową i składowe harmoniczne prądu w.cz.:

$$I_0 = \frac{1}{12}\left(\frac{A}{2} + B + C + D + E + F + Q + F' + E' + D' + C' + B' + \frac{A'}{2}\right)$$

$$I_1 = \frac{1}{12}[(A-A') + 1{,}93\,(B-B') + 1{,}73\,(C-C') +$$
$$+ 1{,}41\,(D-D') + (E-E') + 0{,}52\,(F-F')]$$

$$I_2 = \frac{1}{12}[(A+A'+C+C'-E-E') + 1{,}93\,(B+B'-F-F') - Q]$$

Wartość średnią I_0 oraz składową podstawową I_1 należy obliczyć dla prądu anodowego, prądu siatki sterującej oraz prądu siatki ekranującej. Znajomość składowej podstawowej prądu siatki ekranującej jest niezbędna tylko w przypadku układu z uziemioną siatką. Obliczanie harmonicznych przeważnie nie jest konieczne. Składowe prądów zmiennych obliczane na podstawie powyższych równań nie są wartościami skutecznymi, lecz szczytowymi.

---

[1]) Metoda ta jest po prostu metodą całkowania graficznego umożliwiającą w sposób przybliżony określenie współczynników rozkładu impulsów prądu na szereg Fouriera. Współczynniki te są amplitudami odpowiednich składowych prądu (przyp. red.).

Wartości te wykorzystuje się w poniższych równaniach do obliczenia warunków pracy lampy, dla poprzednio wybranej prostej roboczej:

I_{a0} składowa stała prądu anodowego

$P_{a0} = U_{a0} I_{a0}$ moc prądu stałego (zasilania) doprowadzona do anody

$P_{a1} = \frac{1}{2} I_{a1} U_{a1}$ moc wyjściowa w.cz. (składowej podstawowej)

$\eta = \frac{P_{a1}}{P_{a0}} 100$ sprawność anodowa w %

$P_{a\,strat} = P_{a0} - P_{a1}$ moc strat w anodzie

I_{s0} składowa stała prądu siatki pierwszej

$P_{s1} = \frac{1}{2} U_{s1} I_{s1}$ moc sterująca obwód siatkowy (moc wzbudzenia)

$P_{s0} = U_{s0} I_{s0}$ moc sterująca tracona w zasilaczu przedpięcia siatkowego

$P_{s\,strat} = P_{s1} - P_{s0}$ moc strat w siatce sterującej

I_{e0} składowa stała prądu siatki ekranującej

$P_{e\,strat} = I_{e0} U_{e0}$ moc strat w siatce ekranującej

$R_d = \frac{U_{a1}}{I_{a1}}$ rezystancja obciążenia anody dla w.cz. (rezystancja dynamiczna obciążonego obwodu rezonansowego)

Jeśli punkty zostały zdjęte z rodziny charakterystyk dla układu z uziemioną siatką, dodatkowe równania dla tego rodzaju pracy mają następującą postać:

$P'_{wzb} = \frac{1}{2} U_{k1} I_{a1}$ moc w.cz. przechodząca ze źródła wzbudzenia do obciążenia

$P_{se} = \frac{1}{2} U_{k1} (I_{s1} + I_{e1})$ moc sterująca siatek pierwszej i drugiej

$P_{s\,strat} = \frac{1}{2} U_{k1} I_{s1} - U_{s0} I_{s0}$ moc strat w siatce sterującej

$P_{e\,strat} = \frac{1}{2} U_{k1} I_{e1} + U_{e0} I_{e0}$ moc strat w siatce ekranującej

Całkowita moc wzbudzenia stopnia z uziemioną siatką jest sumą mocy przechodzącej oraz mocy sterującej siatkę pierwszą i siatkę ekranującą

$$P_{wzb} = P'_{wzb} + \frac{1}{2} U_k (I_{s1} + I_{e1}) = \frac{1}{2} U_{k1} (I_{a1} + I_{s1} + I_{e1})$$

Literatura

9-1. E. L. Chaffee: A Simplified Harmonic Analysis. *Rev. Sci. Instr.*, October 1936, pp. 384–389.

9-2. R. I. Sarbacher: Graphical Determination of Power Amplifier Performance. *Electronics*, December 1942, pp. 52–58.

9-3. Tube Performance Computer. *Appl. Bull.* 5, Eitel-McCullough, Inc., San Carlos, Calif. 1952.

9-4. Computa-Guide. Amperex Electronic Corp., Hicksville, N. Y.

10. OBWODY REZONANSOWE WZMACNIACZY MOCY I UKŁADY DOPASOWUJĄCE IMPEDANCJĘ

W obwodach wejściowych i wyjściowych wzmacniaczy w.cz. są na ogół stosowane obwody rezonansowe. Lampy wzmacniaczy mocy mają stosunkowo duże pojemności wejściowe i wyjściowe. Pojemności te stanowią szkodliwe reaktancje o małej wartości, załączone równolegle do obwodów wejściowych i wyjściowych. Lampy i tranzystory pracują natomiast najlepiej z określoną wartością rezystancyjnego obciążenia przy częstotliwości pracy.

10-1. Zadania obwodu rezonansowego

Poniżej wymieniono różne funkcje, które powinien spełniać obwód rezonansowy.

1. Eliminowanie wpływu niepożądanych pojemności załączonych równolegle do obwodów wejściowych i wyjściowych (o czym wzmiankowano wyżej).

2. Magazynowanie energii w.cz. w celu zapewnienia sinusoidalności napięć w obwodach siatkowych i anodowych lamp pracujących w klasie AB lub B. Obwód rezonansowy w anodzie zasilany impulsami prądu anodowego, wytwarza na wyjściu prawie sinusoidalne napięcie i prąd. Jeśli lampy są sterowane w zakresie prądu siatki pierwszej, siatkowy obwód rezonansowy dostarcza impulsów prądu siatki sterującej, przy zachowaniu prawie sinusoidalnego napięcia siatki.

3. Zapewnienie małej impedancji między anodą i katodą oraz siatką sterującą i katodą dla harmonicznych prądu anodowego i siatkowego. Niekorzystne jest, aby obok składowej podstawowej istniała duża zawartość harmonicznych w napięciu anodowym, gdyż wówczas zmniejsza się sprawność i wzrasta poziom harmonicznych na wyjściu nadajnika. Wymagania są różne, lecz zwykle napięcie harmonicznych nie powinno być większe niż 5% napięcia składowej podstawowej. Amplitudy prądów harmonicznych są określone klasą pracy lampy. Dla pracy w klasie AB druga harmoniczna prądu anodowego jest prawie równa połowie składowej podstawowej, a więc, aby utrzymać napięcie drugiej harmonicznej na poziomie 5% składowej podstawowej, impedancja załączona równolegle do obwodu anoda-katoda dla drugiej harmonicznej powinna być równa jednej dziesiątej wartości impedancji obciążenia anodowego przy częstotliwości podstawowej. Małą impedancję dla prądów harmonicznych może zapewnić pojemność o dostatecznie dużej wartości.

Dobroć obwodu rezonansowego Q jest często definiowana jako stosunek równoległej rezystancji dynamicznej obwodu do reaktancji pojemności boczni-

kującej, przy częstotliwości podstawowej

$$Q = \frac{R_d}{|X_c|}$$

W powyższym przykładzie minimalna dobroć niezbędna, aby zapewnić napięcie drugiej harmonicznej poniżej 5%, wynosi $Q = 5$, co wynika z poniższego obliczenia:
Przy częstotliwości podstawowej f_1

$$|X_c| = \frac{R_d}{Q} = \frac{R_d}{5}$$

Przy częstotliwości drugiej harmonicznej $f_2 = 2f_1$

$$|X_c| = \frac{1}{2}\frac{R_d}{5} = \frac{R_d}{10}$$

Dla pracy w klasie AB

$$I_{a2} \approx \frac{I_{a1}}{2}$$

Spadek napięcia składowej podstawowej na R_d wynosi

$$U_{a1} = I_{a1} R_d$$

Spadek napięcia drugiej harmonicznej na $|X_c|$ wynosi

$$U_{a2} = I_{a2} \; |X_c| \approx \frac{I_{a1}}{2}\frac{R_d}{10}$$

Zatem

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\dfrac{I_{a1} R_d}{20}}{I_{a1} R_d} = \frac{1}{20} = 5\%$$

A więc wartość R_d określa granicę maksymalnej wartości $|X_c|$ lub minimalnej wartości Q.

4. Inną funkcją, którą zwykle spełnia obwód rezonansowy, jest dopasowanie impedancji. Optymalne rezystancje obciążenia R_d dla większości lamp wzmacniaczy mocy wynoszą od 1000 do 5000 Ω. Ze wzmacniacza końcowego jest zwykle zasilana linia sprzęgająca nadajnik z anteną. Impedancja wejściowa linii może się zmieniać w szerokich granicach wskutek występowania w niej fal stojących. Na ogół impedancje falowe wynoszą 50 Ω dla linii niesymetrycznych i 600 Ω dla linii symetrycznych. Obwód anodowy i związany z nim układ sprzęgający mogą być potrzebne również po to, aby zamienić impedancję niesymetryczną na symetryczną.

5. Inną ważną funkcją jest tłumienie harmonicznych. Instytucje nadzorujące czystość widma emitowanych sygnałów[1]) żądają, aby poziom wszystkich

[1]) W Polsce tymi zagadnieniami zajmuje się Ministerstwo Łączności, które wymagania swoje ustala na podstawie międzynarodowych postanowień zawartych w Regulaminie Radiokomunikacyjnym oraz Zaleceń CCIR (przyp. tłum.).

harmonicznych był o 40 do 80 dB poniżej poziomu częstotliwości podstawowej (zależnie od przeznaczenia nadajnika i jego mocy nominalnej). Wymaganie 40 dB odnosi się tylko do nadajników samolotowych i podyktowane jest tym, żeby nie powodować niepożądanego wzrostu wymiarów i ciężaru. Jeden ze wzorów stosowanych w Stanach Zjednoczonych A.P. przez Federal Communications Commision do określenia minimalnego stosunku podstawowej do największej harmonicznej na wyjściu nadajników stacjonarnych przedstawia się następująco:

$$\text{dB} = 43+10 \log P_{wy}$$

przy czym P_{wy} — moc wyjściowa.

Ponieważ anteny szerokopasmowe (coraz powszechniej stosowane) nie poprawiają selektywności, całe tłumienie harmonicznych musi być realizowane w obwodach rezonansowych, w układach dopasowujących impedancje i — jeśli to jest niezbędne — w dodatkowych filtrach. Druga harmoniczna prądu anodowego lampy wzmacniacza mocy w klasie AB jest tylko o 6 dB mniejsza od poziomu składowej podstawowej, a więc całą pozostałą część wymaganego tłumienia muszą zapewnić obwody rezonansowe i filtry.

6. Obwody rezonansowe często są również konieczne dla układów neutralizacji. Przeważnie chodzi o uzyskanie dla częstotliwości sygnału przesunięcia fazy 180°.

7. Innym wymaganiem praktycznym jest prostota układu, decydująca o niskiej cenie oraz łatwości strojenia i zmiany częstotliwości. Czasami, gdy zakres częstotliwości obejmuje małą część oktawy, możliwe jest stosowanie obwodów szerokopasmowych. Na ogół jednak, aby to zrealizować, trzeba zrezygnować z innych istotnych funkcji obwodu rezonansowego czy układu sprzęgającego.

Kilka typowych obwodów rezonansowych pokazano i omówiono w rozdz. 14. Dane konstrukcyjne odnoszące się do obwodów rezonansowych i układów sprzęgających można znaleźć w licznych źródłach [10-1, 10-2].

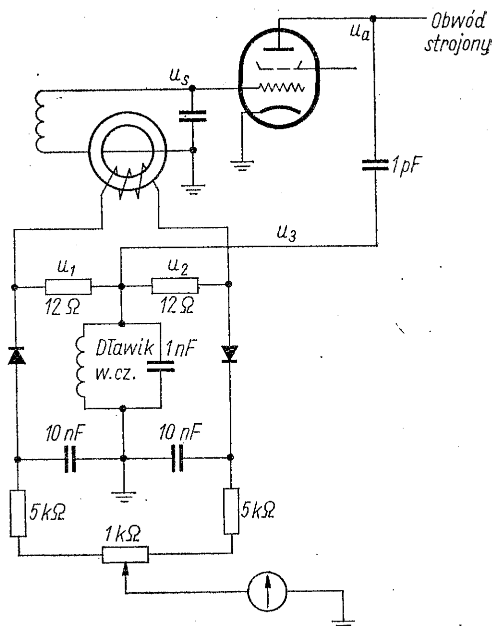
10-2. Metody strojenia

Lampy i tranzystory pracują najlepiej wówczas, gdy ich impedancja obciążenia jest rezystancją. Jeśli obwód nie jest dokładnie dostrojony, w obciążeniu pojawia się składowa reaktancyjna. W wyniku tego charakterystyka robocza ma postać elipsy (rys. 9-6). Zbyt duża wartość reaktancji obciążenia zmniejsza sprawność i moc wyjściową, zwiększa straty w anodzie i zmienia charakterystykę zniekształceń wzmacniacza. W zasadzie, obwód rezonansowy powinien być dostrojony tak, aby kąt fazowy obciążenia lampy mieścił się w granicach $\pm 5°$ od wartości odpowiadającej obciążeniu rezystancyjnemu.

Stosowane we wzmacniaczach klasy C wskaźniki i metody strojenia nie nadają się na ogół dla wzmacniaczy liniowych. Typowy sposób strojenia, polegający na wykorzystaniu jako kryterium dostrojenia minimum składowej stałej prądu anodowego często nie nadaje się do wykorzystania (zwłaszcza dla tetrod i pentod). Minimum prądu anodowego nie jest wyraźne przy typach lamp, których charakterystyki anodowe przebiegają stosunkowo poziomo. Oczywiście, wzmacniacze małej mocy klasy A praktycznie mogą wcale nie wykazywać zmiany prądu anodowego, ani przy strojeniu, ani przy zmianach poziomu sygnału.

Ponieważ pożądanym wynikiem dostrojenia jest uzyskanie obciążenia anodowego o kącie fazowym wynoszącym zero stopni, wynika z tego, że jako wskaź-

nik strojenia może być stosowany detektor fazy. Na rys. 10-1 pokazano typowy układ detektora fazy. Wskaźnikiem rezonansu lub zerowego kąta fazowego jest miernik z zerem pośrodku. Na opornikach załączonych w szereg z wtórnym uzwojeniem transformatora toroidalnego otrzymuje się dwa jednakowe napięcia u_1 i u_2. Wartość rezystancji oporników jest mała (rzędu 10 do 100 Ω) w stosunku do reaktancji indukcyjnej uzwojenia wtórnego. Napięcia u_1 i u_2 są niezależne od częstotliwości, ponieważ zarówno napięcie indukowane w uzwojeniu wtórnym jak i jego reaktancja są proporcjonalne do częstotliwości, a więc efekt ten znosi się. Napięcia u_1 i u_2 są zatem proporcjonalne do



Rys. 10-1. Układ detektora fazy w. cz.

prądu w cewce siatkowego obwodu rezonansowego. Prąd płynący przez cewkę obwodu rezonansowego oraz wykonane w postaci jednego zwoju uzwojenie pierwotne toroidu, sporządzonego z ferrytu lub z żelaza sproszkowanego, jest opóźniony w stosunku do napięcia siatkowego u_s o 90°. u_1 i u_2 są zatem przesunięte o $\pm 90°$ w stosunku do u_s. Część napięcia anodowego w.cz. u_a określona jako u_3 jest podawana do układu detektora w sposób pokazany na schemacie. Sygnał wyjściowy jednego detektora diodowego jest proporcjonalny do sumy wektorów u_1 i u_3. Sygnał wyjściowy drugiego detektora diodowego jest proporcjonalny do sumy wektorów u_2 i u_3. Jeśli u_3 jest przesunięte w fazie o 90° zarówno w stosunku do u_1 jak i do u_2, sygnały wyjściowe są równe i przeciwnie skierowane, dając wskazanie miernika równe zeru. Jeśli anodowy obwód rezonansowy nie jest dostrojony, u_a, a zatem u_3 mają różne kąty fazowe od u_1 i u_2, a zatem niejednakowe sygnały wyjściowe detektorów powodują, że wskazówka miernika wychyla się w jedną stronę. Gdyby anodowy obwód rezonansowy był dostrojony z drugiej strony częstotliwości pracy, wskazówka miernika wychylałaby się w drugą stronę. Zatem, aby uzyskać rezystancyjne obciążenie lampy, należy dostroić obwód anodowy tak, aby miernik wskazywał zero. Na-

leży zauważyć, że brak dostrojenia obwodu siatkowego nie powoduje błędu wskazań rezonansu obwodu anodowego, ponieważ prąd w cewce siatkowego obwodu rezonansowego jest opóźniony w stosunku do u_s o 90° niezależnie od sposobu dostrojenia. Tego typu detektor fazy daje właściwe wskazania, niezależnie od poziomu sygnału, chociaż przy małych sygnałach jest mniej czuły. Przy strojeniu nie jest potrzebny sygnał o stałej amplitudzie i można stroić nawet przy sygnale mowy, gdyż jeśli obwód jest nieco rozstrojony, wskazówka miernika będzie chwilami „wybijała" na jedną lub drugą stronę. Praktycznie stwierdzono, że za pomocą detektora fazy można łatwo uzyskać bardziej dokładne dostrojenie niż innymi metodami.

W nadajnikach strojonych automatycznie [10-3, 10-4] sygnał wyjściowy detektora fazy jest wykorzystywany do sterowania serwosilnikiem, napędzającym elementy strojeniowe w kierunku odpowiadającym uzyskaniu rezonansu.

Innym kryterium rezonansu, wykorzystywanym często w stopniach wzmacniaczy liniowych, jest maksimum amplitudy napięcia wyjściowego w.cz. Kryterium to jest stosowane często we wzmacniaczach małych sygnałów i czasami w stopniach mocy. W większości przypadków wskazanie to jest zupełnie dokładne. W niektórych układach, jak np. w obwodach typu π o bardzo małej dobroci, lub przy zastosowaniu zbyt małych wartości pojemności blokujących anodę, maksimum impedancji może występować przy częstotliwościach odpowiadających wartościom kąta fazowego impedancji 10 do 20°. Zatem maksimum amplitudy napięcia wystąpi przy częstotliwości różnej od rezonansowej.

Maksimum amplitudy napięcia anodowego w.cz. może być wykrywane za pomocą woltomierza w.cz. Maksimum amplitudy napięcia w obwodach międzystopniowych spowoduje zwiększenie wysterowania dalszych stopni. W wyniku tego prądy siatkowe i prądy anodowe wszystkich dalszych stopni również osiągną wartości szczytowe. Podczas przechodzenia przez rezonans, w czasie strojenia stopnia wyjściowego, wystąpi również maksimum mocy wyjściowej. Maksimum to może być wskazywane za pomocą watomierza kierunkowego. W przypadku zastosowania sprzężenia zwrotnego w.cz. mogą istnieć wyjątki od tej zasady, co jest omówione w rozdz. 13.

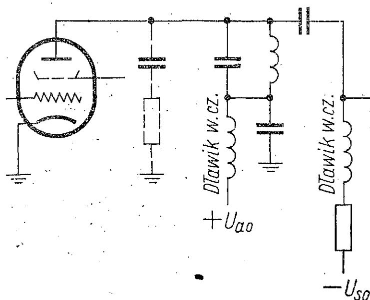
Czasami do wskazywania maksimum impedancji jest wykorzystywane maksimum prądu ekranu. Daje ono znacznie bardziej czułe wskazanie niż minimum prądu anodowego. Maksimum prądu ekranu jest ściśle związane z maksimum amplitudy napięcia anodowego, lecz przy obwodach rezonansowych o bardzo małej dobroci może odpowiadać dostrojeniu poza rezonansem. Niektóre lampy, takie jak typu 4CX250B, wykazują duże różnice charakterystyk ekranu i mają duży obszar, w którym prąd ekranu może stać się ujemny. Przy tego rodzaju charakterystykach lamp maksimum prądu ekranu nie jest zadowalającym kryterium dostrojenia.

10-3. Międzystopniowe obwody sprzęgające

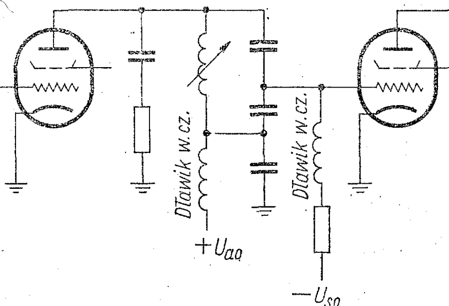
Obwodem sprzęgającym pomiędzy dwoma lampami wzmacniaczy małej mocy może być zwykły równoległy obwód rezonansowy, jak to pokazano na rys. 10-2. Dobroć cewki Q, pomnożona przez jej reaktancję X, stanowi wartość rezystancji obciążenia anodowego lampy R_a. W celu uzyskania mniejszej wartości R_a można również dodać równoległy opornik bocznikujący (pokazany linią przerywaną w szereg z kondensatorem blokującym). Często służy on również do utrzymywania prawie stałej wartości R_a w całym wykorzystywanym zakresie w.cz. Układ

taki jest również stosowany do stabilizacji wzmocnienia i zmniejsza wpływ pasożytniczych sprzężeń zwrotnych i obciążeń związanych z wielkościami rozproszonymi, co jest omówione w rozdz. 11 i 13.

Na rys. 10-3 pokazano stopień wzbudzający — wzmacniacz mocy klasy AB_2. Zmniejszenie impedancji i napięcia między anodą stopnia wzbudzającego a siatką sterującą wzmacniacza mocy jest uzyskane za pomocą dzielnika pojemnościowego w obwodzie rezonansowym. Tego typu układ sprzęgający i dopasowujący impedancję jest bardzo korzystny w pętlach sprzężenia zwrotnego w.cz., ponieważ można go tak zaprojektować, aby przy rezonansie wprowadzał małe przesunięcie fazowe. Zapewnia on niezbędne pojemnościowe zwarcie do ziemi składowych harmonicznych prądu anodowego stopnia wzbudzającego i prądu siatki sterującej wzmacniacza mocy. Przy użyciu odpowiedniego wariometru i prze-



Rys. 10-2. Sprzężenie pojemnościowe stopni w. cz.



Rys. 10-3. Obwód sprzęgający dopasowujący impedancję

łączanych kondensatorów można w pasmie krótkofalowym pokryć zakresem strojenia dwie oktawy. Praca w klasie AB_2 powoduje, że obciążenie obwodu sprzęgającego siatką sterującą zmienia się w czasie jednego okresu. Równolegle do obwodu jest załączony opornik tłumiący, którego zadaniem jest znaczne zmniejszenie zmian obciążenia stopnia wzbudzającego przy zmianach poziomu sygnału, gdy siatka sterująca wzmacniacza mocy jest sterowana w obszar napięć dodatnich. Jest to niezbędne do zmniejszenia zniekształceń i jest omówione w p. 13-4.

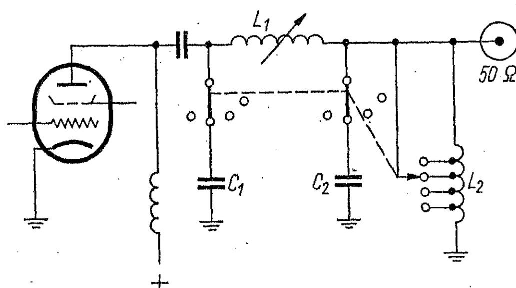
W obu powyższych przykładach dopasowanie poprzedniego stopnia jest określone przez konstrukcję nadajnika (a nie zależy od amplitudy sygnału). Upraszcza to strojenie, gdyż nie stosuje się regulacji dopasowania. Oczywiście istnieje wiele innych możliwych do zastosowania układów sprzężeń między stopniami. Tendencje w konstrukcjach nadajników idą w kierunku rozwiązań o małej liczbie członów regulacji i prostym strojeniu.

10-4. Dopasowanie wzmacniacza mocy

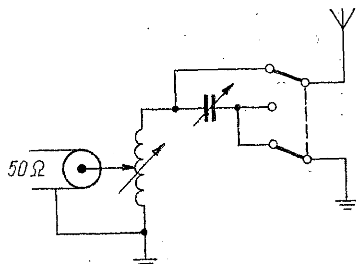
Właściwe dopasowanie lampy wzmacniacza mocy oznacza, że rezystancja obciążenia widziana przez lampę ma żądaną wartość.

Obwody wyjściowe można projektować dla uzyskania optymalnej rezystancji obciążenia lampy R_a przy dołączeniu np. 50-omowego obciążenia rzeczywistego. W takim przypadku odpada konieczność stosowania dodatkowego organu regulacji przy zmianach obciążenia wzmacniacza mocy. Jeden z obwodów tego rodzaju pokazano na rys. 10-4. Może on być przestrajany w zakresie jednej oktawy

tylko przez regulację indukcyjności obwodu rezonansowego. Bocznikująca cewka L_2 jest cewką kompensującą, której wartość dobrana jest tak, aby przy stałych wartościach C_1 i C_2 utrzymywać stałą wartość rezystancji obciążenia anody R_a w zakresie pasma przestrajania.

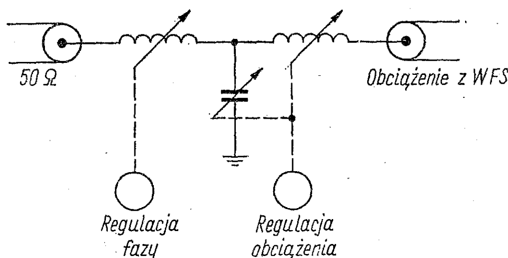


Rys. 10-4. Obwód wyjściowy przy stałej impedancji obciążenia



Rys. 10-5. Układ sprzęgacza antenowego

W powyższym przypadku zasadniczym zagadnieniem jest utrzymanie stałej wartości rezystancji obciążenia wzmacniacza. Wymaga to zwykle stosowania sprzęgacza antenowego, który dopasowuje antenę do linii przesyłowej przy bardzo małym współczynniku fali stojącej (WFS). Tego rodzaju sprzęgacze są stosowane przy samochodowych antenach prętowych i przy antenach samolotowych. Na rys. 10-5 pokazano typowy układ sprzęgacza. Niektóre typy anten, jak np. anteny dwustożkowe, są projektowane tak, aby przedstawiały sobą impedancję obciążenia o WFS nie przekraczającym wartości 2 : 1. Można stosować obwody dopasowujące zwane układami wygładzającymi[1]). które zmniejszają



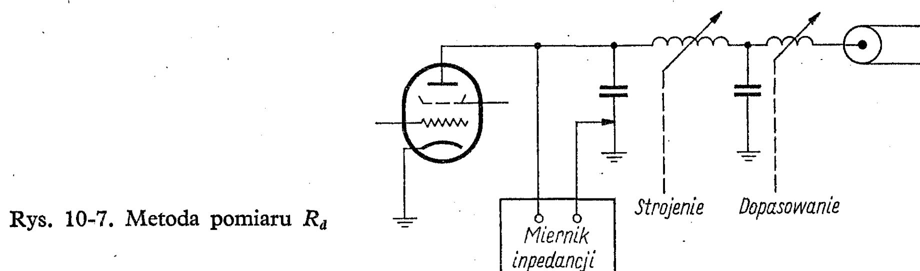
Rys. 10-6. Układ zmniejszający współczynnik fali stojącej w linii przesyłowej

WFS w linii przesyłowej dołączonej do wzmacniacza mocy. Na rys. 10-6 pokazano typowy obwód tego rodzaju. W celu zmniejszenia WFS można załączyć obwód tego rodzaju w każdej linii przesyłowej prowadzącej do różnych anten, tak, że przełączenia anten można dokonywać natychmiast, bez jakiegokolwiek strojenia lub dopasowywania układów. Obwody „wygładzające" mogą być również stosowane do poprawy tłumienia harmonicznych.

Obwody wyjściowe (rys. 10-7) można sprawdzać laboratoryjnie za pomocą mostka w.cz. (np. miernika impedancji). Przyrząd ten wskazuje rezonans i mierzy R_a bez potrzeby podawania mocy na lampę. Obwód mierzony jest obciążony żądaną rezystancją obciążenia, a R_a jest mierzone między anodą lampy a masą.

[1]) W oryginale „line flatteners" (przyp. tłum.).

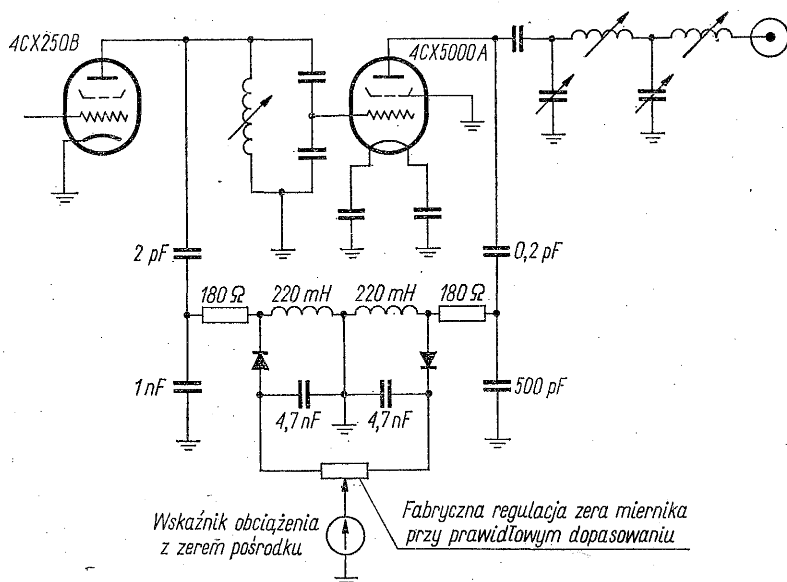
W większości obwodów wyjściowych stosuje się zarówno człony regulacji dopasowania jak i dostrojenia, tak że lampa może być prawidłowo dopasowana w pewnym zakresie zmian impedancji obciążenia. Potrzebne są zatem jakieś sposoby wskazywania właściwego dopasowania. Jednak metody stosowane do wzmacniaczy klasy C nie nadają się w tym przypadku. Właściwe dopasowanie wzmacniaczy liniowych wymaga spełnienia określonych zależności między dwiema



Rys. 10-7. Metoda pomiaru R_d

określonymi wielkościami wzmacniacza. I tak możliwe jest ustawienie poziomu sygnału i dopasowania, aby uzyskać uprzednio określone wartości U_{s1} i U_{a1} lub I_{s0} i I_{a0}, lub I_{e0} i I_{a0}, lub U_{s1} i I_{a0}, lub U_{a1} i P_{wy}. Jedyną zależnością, która jest liniowa przy zmianach poziomów sygnału, jest związek między U_{s1} a U_{a1}. Zatem wystarczy, aby wskazywany był tylko stosunek $\frac{U_{a1}}{U_{s1}}$, bowiem jeśli lampa wzmacniacza pracuje liniowo, wartość tego stosunku jest niezależna od poziomu sygnału.

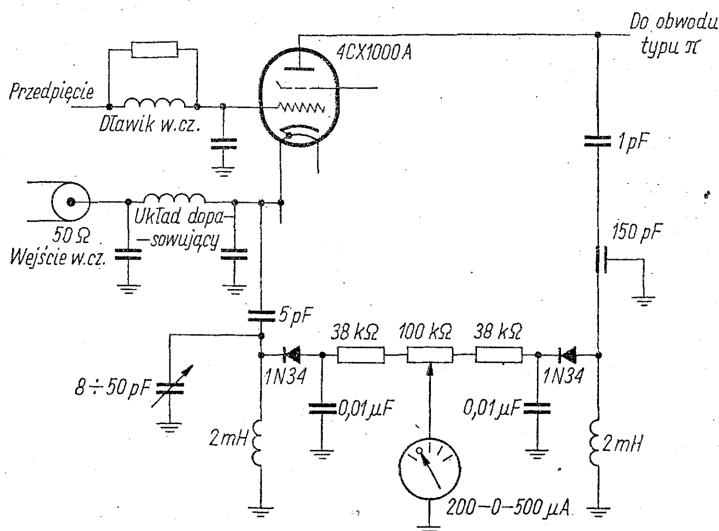
Sposób wykorzystania tej zasady we wskaźniku dopasowania pokazano na rys. 10-8. Do siatki i anody lampy są załączone detektory napięcia w.cz., które



Rys. 10-8. Układ wskaźnika dopasowania

mają za zadanie pobierać informacje o wartościach tych napięć w.cz. Napięcia wyjściowe detektorów zasilają miernik z zerem pośrodku. Przy właściwym stosunku $\frac{U_{a1}}{U_{s1}}$, napięcia wyjściowe detektorów równoważą się i nie powodują wychylenia wskazówki miernika. Jeśli R_d jest za małe, wskazówka miernika wychyla się w jedną stronę, a jeśli R_d jest za duże — w drugą. Wielkość wychylenia zależy zarówno od poziomu sygnału jak i od odchylenia impedancji obciążenia od żądanej wartości. Tego typu wskaźnik dopasowania może wskazywać prawidłowość dopasowania przy nieomal dowolnym poziomie sygnału, większym od określonego minimum. Dopasowanie lampy może być zatem sprawdzane i korygowane w czasie nadawania sygnału. W nadajnikach automatycznie strojonych tego typu układy pomiaru dopasowania są stosowane do sterowania serwosilników regulujących dopasowanie.

Wskaźnik dopasowania z rys. 10-9 może wskazywać również warunki dostrojenia na maksimum U_{a1}, co można wykorzystać do wskazywania dostrojenia, jak to było omówione w p. 10-2. Jeśli amplituda sygnału wejściowego jest stała, wychylenie wskazówki miernika zależy tylko od U_{a1} w zależności od polaryzacji wyjść detektora. Miernik wskazuje rezonans albo jako minimum, albo jako maksimum wychylenia wskazówki, występujące w czasie przestrajania obwodu anodowego przez rezonans. Zarówno dostrojenie jak i dopasowanie można wykonać strojąc na minimum (albo maksimum) wskazań miernika i regulując dopasowanie tak, aby to minimum (lub maksimum) zachodziło przy zerze na skali miernika.



Rys. 10-9. Układ wskaźnika dopasowania i dostrojenia

Zależność między I_{s0} a I_{a0} jest również często wykorzystywana do wskazań dopasowania. Zależność ta zmienia się z poziomem sygnału, a więc dwie wartości muszą być określone i uzyskane równocześnie, przez regulację poziomu sygnału oraz regulację organów strojenia i dopasowania. Dopasowanie tetrod mocy pracujących w klasie AB_1 można uzyskać przez ustawienie poziomu sygnału

na wartość, dla której prąd siatki sterującej zaczyna płynąć, a następnie regulując dopasowanie tak, aby uzyskać żądaną wartość I_{a0}. Dopasowanie lamp pracujących w klasie AB_2 można uzyskać przez równoczesne uzyskanie określonych wartości I_{s0} lub I_{e0} oraz I_{a0}. Jest w tym przypadku potrzebna możliwość regulacji poziomu sygnału, aby można utrzymywać stałą wartość I_{s0} lub I_{e0}.

Należy zauważyć, że powyżej opisany sposób dopasowania wymaga poprawnego ustalenia pewnych wskazań miernika, które następnie dla uzyskania takich samych warunków dopasowania są powtarzane przez operatora. Wartości te są zwykle ustalane przez producenta urządzeń. W jednej z metod, do właściwego dostrojenia i dopasowania układu wyjściowego, aby uzyskać wartość R_d otrzymaną na podstawie obliczeń wzmacniacza, jest stosowany miernik impedancji. Prawdopodobnie najlepszą metodą jest doświadczalne znalezienie obciążenia, dającego najlepszy kompromis między mocą wyjściową, zniekształceniami a sprawnością. Zwykle punkt najlepszego dopasowania zbiega się z punktem, w którym istnieje największa zdolność do oddawania mocy wyjściowej. Dopasowanie dające największą moc wyjściową można łatwo znaleźć metodą prób. Ponieważ wymaga to tylko jakiegoś sposobu wskazywania względnej mocy wyjściowej, metoda ta jest powszechnie stosowana w przypadku, gdy nie są możliwe do przeprowadzenia szczegółowe badania laboratoryjne.

Literatura

10-1. Keith Henney (ed.): Radio Engineering Handbook, 5th ed., pp. 18-14—18-24. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1959.

10-2. Warren B. Bruene: How to Design R-F Coupling Circuits. *Electronics*, May 1952, p. 134.

10-3. V. R. DeLong: Automatic Tuning Techniques for Single-sideband Equipment. *Proc. IRE.*, December 1956, pp. 1766-1774.

10-4. V. R. DeLong: Automatic Tuning for High Power Transmitter. *Electronics*, July 1956, pp. 134-137.

11. NEUTRALIZACJA I STABILNOŚĆ

11-1. Wpływ pojemności anoda-siatka

Skutki szkodliwego wpływu niepożądanych impedancji sprzęgających zwrotnie, takich jak pojemność anoda-siatka C_{as}, mogą być znacznie zmniejszone dzięki zastosowaniu specjalnych układów, które równoważą wpływ tych impedancji.

W konwencjonalnym, tetrodowym wzmacniaczu rezonansowym rezystancja wejściowa wywołana niezneutralizowaną pojemnością C_{as} wynosi

$$\frac{1}{2\pi f\, C_{as}\,(K_u \sin \theta)}$$

przy czym:

K_u — wzmocnienie napięciowe;

θ — kąt fazowy impedancji obciążenia anodowego.

Rezystancję tę dołącza się równolegle do rezystancji dynamicznej siatkowego obwodu rezonansowego, impedancji źródła sterującego, rezystancji wejściowej lampy wynikającej z przepływu prądu siatki oraz dodatkowych rezystancji montażowych.

Przedstawione powyżej wyrażenie może być dodatnie lub ujemne w zależności od kąta fazowego, czyli dostrojenia obwodu anodowego. Jeśli częstotliwość pracy wzmacniacza jest mniejsza od częstotliwości rezonansowej obwodu (impedancja jego ma charakter indukcyjny), to wyrażenie jest ujemne. Oznacza to, że energia z obwodu anodowego jest przenoszona do obwodu siatkowego poprzez pojemność C_{as} wywołując dodatnie sprzężenie zwrotne. W przypadku gdy ta ujemna rezystancja będzie mniejsza (co do modułu) od wypadkowej, dodatniej rezystancji obwodu siatkowego, we wzmacniaczu zostaną wzbudzone drgania pasożytnicze.

Dla pojemnościowego charakteru impedancji obwodu anodowego (częstotliwość pracy większa od częstotliwości rezonansowej) wyrażenie będzie dodatnie, a moc z obwodu siatkowego będzie przekazywana do obwodu anodowego; obwód siatkowy będzie więc dodatkowo obciążony.

Omówione powyżej zjawiska tłumaczą, dlaczego w niezneutralizowanym wzmacniaczu, przy przestrajaniu obwodu anodowego wokół rezonansu, prąd siatkowy lub napięcie siatkowe ulega znacznym wahaniom. Jednym z ważniejszych zadań neutralizacji jest zatem utrzymywanie dokładnego dostrojenia ob-

wodu anodowego, aby nie wpływał on na rezystancję wejściową lampy, co z kolei zwykle powoduje zmiany napięcia siatkowego, a zatem i wzmocnienia układu.

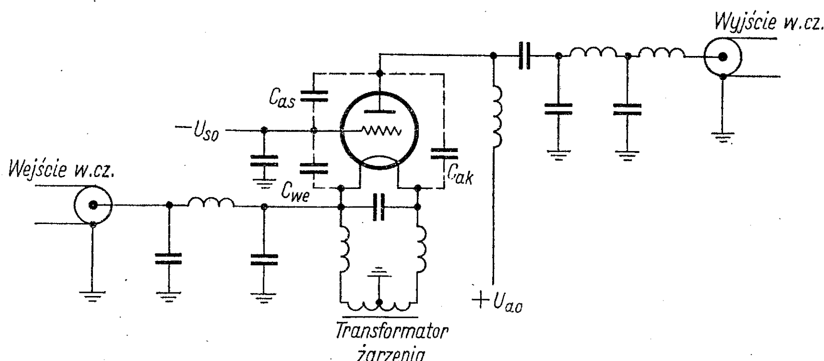
Niezneutralizowanie pojemności C_{as} powoduje także zmianę wypadkowej pojemności siatka—katoda o wartość równą $C_{as}(1+K_u \cos\theta)$. Strojenie obwodu anodowego zmienia $\cos\theta$, co w pewnym stopniu oddziałuje wstecznie na dostrojenie obwodu siatkowego.

Należy zwrócić uwagę, że wypadkowe wartości wejściowych rezystancji i pojemności zależą także od wzmocnienia wzmacniacza K_u. W praktyce wzmocnienie liniowych wzmacniaczy zawsze zależy w niewielkim stopniu od poziomu sygnału. Powoduje to zmiany zarówno w rezystancji wejściowej jak i pojemności, dając w efekcie wzrost poziomu zniekształceń wzmacniacza, co omówiono w rozdz. 12 i 13.

Reasumując można stwierdzić, że dokładna neutralizacja stanowi bardzo istotny problem w konstrukcji liniowych wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu. Wyjątkami są te układy, które mają dostatecznie małą wypadkową równoległą impedancję obwodu wejściowego tak, że jej zmiany wynikające z niezneutralizowania pojemności C_{as} są do pominięcia.

11-2. Układy neutralizujące

Problemy neutralizacji wywarły duży wpływ na rozwój konstrukcji i technikę projektowania liniowych wzmacniaczy mocy wielkiej częstotliwości. W nowoczesnych wzmacniaczach liniowych w. cz. triody pracują na ogół w układzie z uziemioną siatką, dzięki czemu unika się konieczności stosowania neutralizacji. W układach tych siatka jest dla przebiegów w. cz. zwarta do ziemi i stanowi ekran między obwodami wejściowym a wyjściowym (rys. 11-1). W rezultacie



Rys. 11-1. Wzmacniacz z uziemioną siatką sterowany w katodzie; nie wymagający neutralizacji

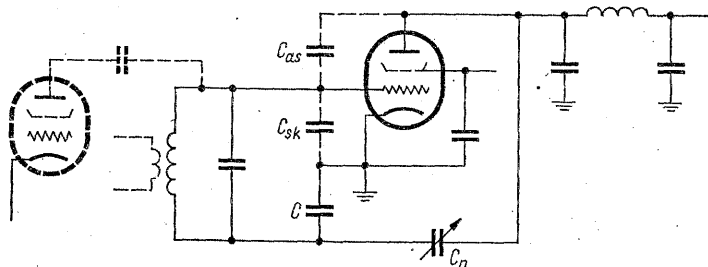
pojemność między anodą a katodą C_{ak} jest dość mała. Impedancja wejściowa tego układu jest mała (rzędu 200 Ω lub nawet mniej), tak że sprzężenie między anodą a obwodem wejściowym poprzez pojemność C_{ak} może być w większości przypadków pominięte.

W liniowych wzmacniaczach w. cz. o dużym wzmocnieniu prawie wyłącznie są stosowane tetrody lub pentody. Na rys. 11-2 przedstawiono układ neutralizacji

najczęściej stosowany w takich wzmacniaczach[1]) [11-1]. Jest to układ szerokopasmowy, który przy poprawnym zaprojektowaniu zapewnia neutralizację w całym zakresie krótkofalowym. Warunek neutralizacji można wyrazić następująco

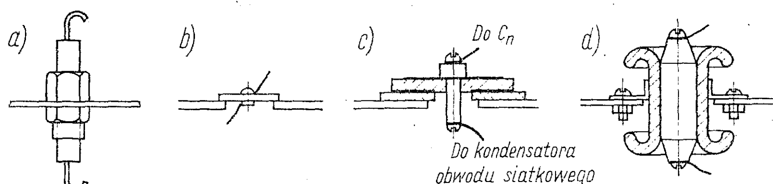
$$\frac{C_n}{C} = \frac{C_{as}}{C_{sm}}$$

przy czym C_{sm} jest wypadkową pojemnością siatki do masy, zawierającą wszystkie rozproszone pojemności obwodu siatkowego oraz pojemność wyjściową poprzedniego stopnia w przypadku pojemnościowego sprzężenia międzystopniowego. Kondensator C, którego pojemność może być rzędu 500÷2000 pF, służy również do blokowania dolnego końca obwodu siatkowego do masy. W powyższym układzie pojemność kondensatora C_n zawiera się zwykle w granicach 1÷÷5 pF.



Rys. 11-2. Układ neutralizacji Bruene'a dla tetrod i pentod

W celu uzyskania szerokopasmowej pracy układu istotne jest, aby indukcyjności doprowadzeń kondensatora C miały jak najmniejszą wartość. Najlepsze rezultaty osiąga się stosując kondensatory przepustowe, takie jak pokazano na rys. 11-3.



Rys. 11-3. Typowe kondensatory przepustowe przeznaczone do stosowania jako kondensatory C w układzie neutralizacji z rys. 11-2: a) kondensator rurkowy, ceramiczny; b) kondensator dyskowy, mikowy; c) kondensator dyskowy ceramiczny; d) wysokonapięciowy kondensator rurkowy, ceramiczny

11-3. Wpływ impedancji doprowadzenia katody

Nawet niewielka indukcyjność w obwodzie doprowadzeń katody lub żarzenia[2]) wywołuje pojawienie się dodatniej rezystancji na wejściu lampy. Indukcyjność tę mogą stanowić wewnętrzne doprowadzenia żarzenia lub katody, albo zewnę-

[1]) Jest to znany układ neutralizacji siatkowej (przyp. red.).
[2]) W przypadku lamp bezpośrednio żarzonych (przyp. tłum.).

trzne doprowadzenia kondensatorów blokujących (rys. 11-4). W przypadku dwóch doprowadzeń żarzenia, L_k jest zastępczą, równoległą indukcyjnością obu przewodów. Wartość tej dodatkowej rezystancji wejściowej wynosi:

$$\left.\begin{array}{l}\text{Rezystancja wejściowa wywołana}\\ \text{przez indukcyjność doprowadzeń katody}\end{array}\right\} = \frac{-U_{s1}\, X_{csk}}{X_k\, I_{a1}} = \frac{U_{s1}}{\omega^2\, L_k\, C_{sk}\, I_{a1}}$$

przy czym X_k jest sumą szeregowych reaktancji między włóknem żarzenia lub katodą a masą. W przypadku wzmacniaczy małych sygnałów pracujących w klasie A wyrażenie

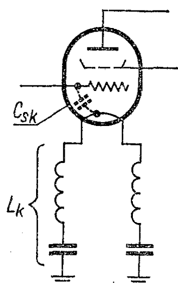
$$\frac{U_{s1}}{I_{a1}}$$

można zastąpić przez $\frac{1}{S_a}$.

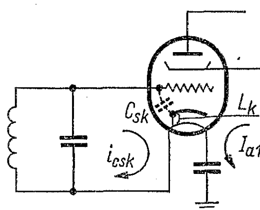
Przyczynę powstawania dodatkowej rezystancji wejściowej można łatwiej zrozumieć, jeśli zdamy sobie sprawę, że działanie układu jest podobne do pracy wzmacniacza sterowanego w katodzie sygnałem o małej wartości. Siatkowe napięcie w. cz. wywołuje przepływ prądu przez C_{sk} i L_k. Wywołany tym prądem spadek napięcia na L_k można uważać za napięcie sterujące katodę lampy. Wobec czego moc sterująca katodę, przenoszona przez lampę wynosi

$$P'_{wzb} \approx \frac{\omega^2\, L_k\, C_{sk}\, U_{s1}\, I_{a1}}{2} = \frac{-X_k\, U_{s1}\, I_{a1}}{2X_{Csk}}$$

Można zauważyć, że obciążenie obwodu siatkowego wywołane tą przyczyną wzrasta z kwadratem częstotliwości. Aby zmniejszyć wartość tej mocy, należy starać się, aby indukcyjność L_k była możliwie jak najmniejsza. Niektóre lampy miniaturowe mają dwa wyprowadzenia katody. W układzie pokazanym na rys. 11-5 indukcyjność L_k wspólna dla prądu przepływającego przez pojemność C_{sk}



Rys. 11-4. Układ przedstawiający całkowitą indukcyjność doprowadzeń katody lub żarzenia



Rys. 11-5. Zastosowanie podwójnego wyprowadzenia katody zmniejsza wypadkową wartość L_k

i składowej podstawowej prądu anodowego I_{a1} jest bardzo mała. W podobny sposób zastosowanie w zakresie b. w. cz. obwodów wnękowych z lampami pierścieniowymi lub koncentrycznymi skutecznie zmniejsza obciążenie wejścia wzmacniacza wywołane indukcyjnością doprowadzeń katody.

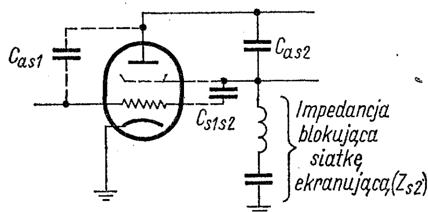
Kondensatory blokujące przewody żarzenia mogą być dobrane w ten sposób, aby wraz z sumaryczną indukcyjnością doprowadzeń dawały w przybliżeniu

rezonans szeregowy. W ten sposób obciążenie wejścia można zredukować do zera. W przypadku gdy impedancja doprowadzeń katody ma charakter pojemnościowy, rezystancja wejściowa jest ujemna. Oznacza to, że w układzie będzie istniało dodatnie sprzężenie zwrotne. Jeśli jego wartość będzie odpowiednio duża, układ będzie niestabilny lub zostaną w nim wzbudzone drgania. Z tych powodów jest pożądana bardzo mała impedancja kondensatorów blokujących włókno żarzenia lub katodę.

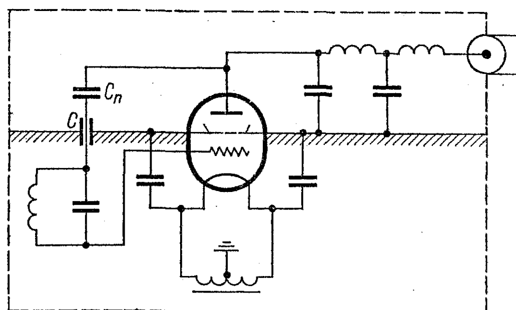
Obciążanie wejścia układu może spowodować wzrost zniekształceń. Jakakolwiek nieliniowość anodowej charakterystyki lampy będzie wywoływać zmiany w obciążaniu wejścia, wskutek czego wystąpi zmieniające się obciążenie stopnia poprzedzającego. W efekcie wzrosną zniekształcenia napięcia sterującego.

11-4. Wpływ impedancji doprowadzenia siatki ekranującej

Niedoskonałe zablokowanie siatki ekranującej wywołuje dodatkowe niepożądane sprzęganie się obwodu anodowego z siatką sterującą, oprócz już istniejącego poprzez pojemność C_{as1} [11-2]. Z rys. 11-6 widać, że prąd przepływający przez pojemność C_{as2} oraz impedancję Z_{s2}, wynikający z napięcia w. cz. między anodą a katodą, wywołuje powstanie napięcia w. cz. na siatce ekranującej. Napięcie to przedostaje się na siatkę sterującą poprzez pojemność między siatką ekranującą a siatką sterującą C_{s1s2}. Napięcie na siatce wynikające z tego sprzężenia zależy od impedancji w obwodzie siatka-katoda. W przypadku gdy impedancja blokująca siatkę ekranującą ma charakter pojemnościowy, napięcie wywołane sprzężeniem między siatką drugą a siatką sterującą jest zgodne w fazie z napięciem wywołanym sprzężeniem między anodą a siatką pierwszą. Wpływ ten można wówczas skompensować przez zwiększenie wartości pojemności neutralizującej, w normalnym układzie neutralizacji wpływu pojemności C_{as1}.



Rys. 11-6. Impedancja blokująca siatkę ekranującą powoduje sprzężenie między anodą a siatką pierwszą



Rys. 11-7. Układ z uziemioną siatką ekranującą

Jeśli impedancja blokująca siatkę ekranującą ma charakter indukcyjny wynikający np. z doprowadzeń elektrod lampowych lub doprowadzeń kondensatora blokującego, napięcie wywołane omawianym sprzężeniem zwrotnym ma fazę przeciwną w stosunku do napięcia wywołanego sprzężeniem poprzez pojemność C_{as1}. W takim przypadku (jeśli Z_{s2} ma charakter indukcyjny o ustalonej wartości) sprzężenie między siatką drugą a siatką pierwszą będzie jedynie neutralizować sprzężenie poprzez pojemność C_{as1}. W praktycznych układach z lampą 4X1000A zjawisko wzajemnego kompensowania się sprzężeń występuje w pobliżu 30 MHz.

W przypadku lamp o mniejszych wartościach wewnętrznych indukcyjności siatki ekranującej i pojemności międzyelektrodowych częstotliwość, na której zachodzi kompensacja sprzężeń (samoczynna neutralizacja), jest dużo większa.

Jeśli chcemy, aby układ neutralizujący wzmacniacza pracował w szerokim zakresie częstotliwości, indukcyjność między siatką ekranującą a masą musi być bardzo mała.

Najmniejszą indukcyjność doprowadzeń mają lampy o konstrukcji koncentrycznej, gdzie wewnętrzne doprowadzenia ekranu stanowi osłona w kształcie stożka.

Kondensatory typu pierścieniowego, blokujące siatkę ekranu wbudowuje się czasami w małej odległości w podstawkę otaczającą lampę. Konstrukcja taka działa zadowalająco w lampach małej mocy, np. 4X150A, 6816 lub ich odpowiednikach. W przypadku lamp większej mocy, rzędu 10 kW, wymiary kondensatora są duże, co stwarza dodatkowy problem, jeśli chodzi o jego własny rezonans. Rezonans ten może być bardzo niebezpieczny, ponieważ w zakresie bardzo wielkiej częstotliwości element blokujący przedstawia dużą impedancję przy jednoczesnym występowaniu rezonansów pasożytniczych w obwodzie siatkowym i anodowym.

Prawie idealne blokowanie siatki ekranującej można uzyskać stosując lampy z wyprowadzeniami pierścieniowymi i uziemiając siatkę drugą dookoła całej lampy wprost do chassis (rys. 11-7). Ogranicza to impedancje doprowadzeń siatki ekranującej do wartości wynikającej z konstrukcji lampy. Rozwiązanie takie umożliwia zwiększenie stabilności oraz uniezależnia pracę układu neutralizującego od częstotliwości i było stosowane z bardzo dobrymi rezultatami w wielu nadajnikach o nominalnej mocy od 1 do 50 kW.

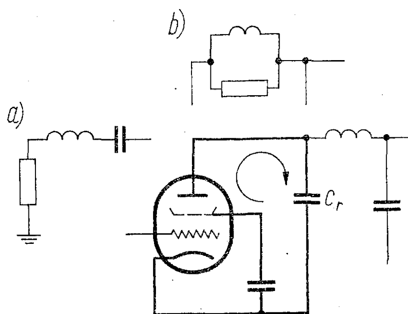
11-5. Obwody drgań pasożytniczych

Nie jest konieczne przypominanie, że wszelkie skłonności wzmacniacza do drgań pasożytniczych muszą być wyeliminowane. Przy projektowaniu szczególną uwagę należy zwrócić na usunięcie tych tendencji we wzmacniaczach liniowych o dużym wzmocnieniu. Obwody drgań pasożytniczych mniejszych częstotliwości tworzą zwykle dławiki w. cz. oraz kondensatory blokujące i sprzęgające w układach zasilania napięciami stałymi. Prawie zawsze istnieją również pasożytnicze obwody rezonansowe bardzo wielkiej częstotliwości, które muszą być znane projektującemu układ, aby nie dopuścić do powstania drgań pasożytniczych.

Podstawowy obwód drgań pasożytniczych bardzo wielkiej częstotliwości przedstawiono na rys. 11-8. Obwód taki powstaje zawsze w przypadku zastosowania kondensatora anodowego obwodu rezonansowego C_r. Aby nie było możliwe wzbudzenie drgań pasożytniczych, wartość impedancji między siatką a katodą przy częstotliwości rezonansowej anodowego obwodu pasożytniczego musi być dostatecznie mała, bowiem nautralizacja przy częstotliwościach obwodów pasożytniczych nie jest skuteczna. Wzmocnienie napięciowe lampy może być bardzo duże, ponieważ rezystancja strat w obwodach pasożytniczych jest mała. Jeśli nie można odpowiednio zmniejszyć impedancji obwodu siatkowego, częstotliwość rezonansowa pasożytniczego obwodu w anodzie może być zmniejszona przez dodanie niewielkiej indukcyjności w doprowadzeniu między anodą lampy a kondensatorem obwodu rezonansowego. Nowa częstotliwość rezonansowa nie może wypadać na drugiej lub trzeciej harmonicznej wzmacnianej częstotliwości. W przeciwnym przypadku harmoniczne prądu anodowego będą powodować

wzrost napięcia na obwodzie rezonansowym, zwiększenie zniekształceń, spadek sprawności, a nawet przebicia w elementach obwodu rezonansowego.

Czasami z dobrym rezultatem są stosowane rezystancje tłumiące obwody pasożytnicze. Dwa rodzaje tego typu układów tłumienia obwodów pasożytniczych pokazano na rys. 11-8. Typ a) jest szeregowym obwodem rezonansowym, tzw. pułapką bocznikującą obwód, natomiast typ b)[1]) wprowadza rezystancję



Rys. 11-8. Obwody drgań pasożytniczych bardzo wielkiej częstotliwości i dwa sposoby ich tłumienia: a) równoległy; b) szeregowy

tłumiącą w szereg z obwodem częstotliwości pasożytniczej. Wpływ tej rezystancji dzięki bocznikującemu działaniu indukcyjności o małej wartości jest do pominięcia przy częstotliwościach wzmacnianych. W układzie b) moc znamionowa wybranego opornika będzie zależała od wartości wydzielanej w nim mocy pochodzącej od harmonicznych prądu anodowego.

Obwody pasożytnicze występują w sposób nieprzewidziany i różnorodny. Opisane rezonanse pasożytnicze UHF można szybko zbadać i wykryć za pomocą przyrządu zwanego grid dip meter. Pozostałe muszą być wykrywane w drodze pomiarowej. Jedną ze skutecznych metod jest pomiar wzmocnienia lampy w szerokim zakresie częstotliwości, np. od 100 kHz do 1000 MHz.

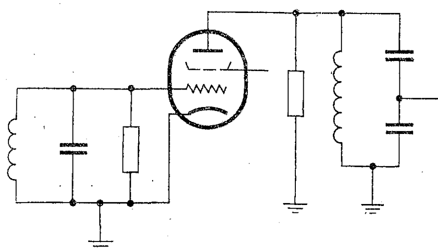
11-6. Rezystancje tłumiące

Stabilność pracy wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu można poprawić, bocznikując wejściowe i wyjściowe obwody rezonansowe opornikami tłumiącymi (rys. 11-9). Ponieważ wzmocnienie wzmacniaczy tetrodowych i pentodowych jest proporcjonalne do ich rezystancji obciążenia, włączenie dodatkowych rezystancji tłumiących zmniejsza wzmocnienie. W wyniku tego otrzymujemy zmniejszenie wpływu niedoskonałości neutralizacji oraz poprawę stabilności wzmocnienia. Rezystancja tłumiąca powinna być podłączona do obwodu w ten sposób, aby jej działanie było równie skuteczne przy częstotliwościach pasożytniczych jak i przy częstotliwościach pracy.

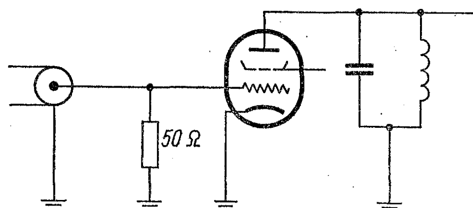
Jak już powiedziano, tłumienie obwodu siatkowego zmniejsza skutki niedoskonałej neutralizacji. Kiedy sprzężenie między anodą a siatką jest małe, jak np. dla lamp z siatką ekranującą mających niewielką pojemność C_{as}, w przypadku dostatecznego tłumienia neutralizacja może nie być konieczna. Tłumienie obwodu siatkowego pomaga także zmniejszyć skutki oddziaływania indukcyjności doprowadzenia katody. Straty w obwodzie rezonansowym czasami znacznie się zmieniają, jeśli wzmacniacz jest przestrajany w szerokim zakresie częstotliwości. Zastosowanie rezystancji tłumiących zmniejsza zmiany wypadkowej impedancji

[1]) Zwany układem antyparazytowym (przyp. red.).

obwodu. W praktyce w szereg z opornikami tłumiącymi można łączyć obwody korekcyjne mające za zadanie wyrównywanie w funkcji częstotliwości wzmocnienia międzystopniowego. Sposób ten stosowany jest szczególnie wówczas, gdy trzeba utrzymać stałość wzmocnienia wzmacniaczy objętych pętlą sprzężenia zwrotnego. Na rys. 11-10 przedstawiono przykład wzmacniacza z bardzo małą rezystancją obwodu siatkowego określoną przez 50 Ω, który dopasowuje kabel wejściowy. Wzmacniacz taki jest bardzo stabilny i zwykle w zakresie fal krótkich nie wymaga stosowania neutralizacji. Strojony obwód wejściowy nie jest konieczny aż do częstotliwości, przy której pojemność wejściowa lampy wytwarza zbyt duży współczynnik fali stojącej na wejściowym kablu zasilającym. Wadą powyższego układu jest tracenie mocy sterującej na oporniku tłumiącym, tym większe, im mniejsza jest jego wartość.



Rys. 11-9. Układ z opornikami tłumiącymi w obwodach siatkowym i anodowym



Rys. 11-10. Przykład układu o bardzo małej rezystancji wejściowej obwodu siatkowego

Projektowane bywają nadajniki z obwodami o dostatecznym tłumieniu, aby uniknąć we wszystkich stopniach konieczności stosowania neutralizacji [11-3]. W ten prosty i skuteczny sposób zapewnia się stabilną pracę układu. Stosowanie neutralizacji oraz eliminacja wszystkich źródeł wewnętrznych sprzężeń zwrotnych układu umożliwia uzyskanie większego wzmocnienia stopnia. Wzmacniacz mocy o dobrych parametrach można zatem zaprojektować z mniejszą liczbą stopni przy zwróceniu uwagi na wszystkie szczegóły układu. Układ o mniejszej liczbie stopni to układ o mniejszej liczbie lamp i — co jest ważniejsze w przypadku automatycznie przestrajanych nadajników — o mniejszej liczbie obwodów przestrajanych.

Literatura

11-1. Warren B. Bruene: Single-ended Tetrode Final. *CQ*, August 1950, p. 11.

11-2. The Care and Feeding of Power Tetrodes. *Eitel-McCullough, Inc.*, *Appl. Bull*, 8, pp. 17–18, San Carlos, Calif. 1951.

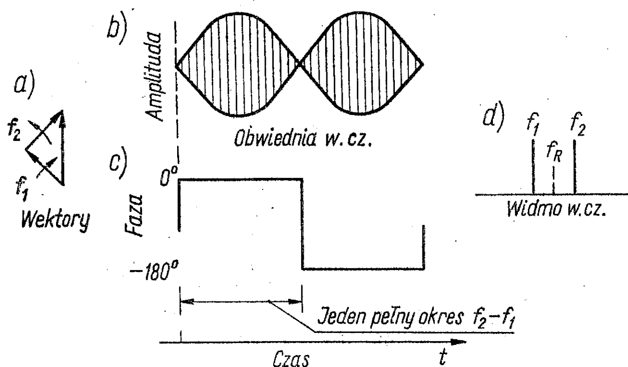
11-3. L. M. Klenk, A. J. Munn, J. Nedelka: A Multichannel Single-sideband Radio Transmitter. *Proc. IRE*, July 1952, p. 783.

12. ZNIEKSZTAŁCENIA INTERMODULACYJNE WE WZMACNIACZACH SSB

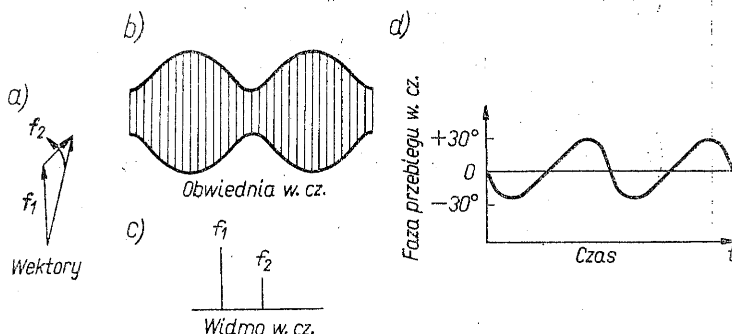
Zniekształcenia intermodulacyjne w układach liniowych wzmacniaczy mocy mogą powstawać przy zmianach poziomu sygnału wejściowego, wskutek istnienia nieliniowości we wzmocnieniu amplitudy, albo w przesunięciu fazy. Odnoszą się one odpowiednio do modulacji amplitudy lub modulacji fazy. Zniekształcenia intermodulacyjne powstają tylko wówczas, gdy amplituda obwiedni sygnału w. cz. zmienia się. Pojedyncza fala ciągła o stałej częstotliwości jest jedynie w określonym stosunku wzmacniana i przesuwana w fazie. Wzmocnienie i przesunięcie fazowe pozostają stałe dopóty, dopóki amplituda fali się nie zmienia. Jeśli lampa wzmacniacza lub inny element czynny w torze pracuje nieliniowo, oprócz częstotliwości przebiegu wejściowego powstaną tylko jej harmoniczne. Zakłada się, że obwody rezonansowe, które znajdują się po lampie wzmacniacza będą tak znacznie tłumić wszystkie harmoniczne, że sygnał wyjściowy będzie czystym ciągłym przebiegiem sinusoidalnym, takim jak sygnał wejściowy, lecz o zmienionej amplitudzie i fazie.

12-1. Zniekształcenia amplitudowe

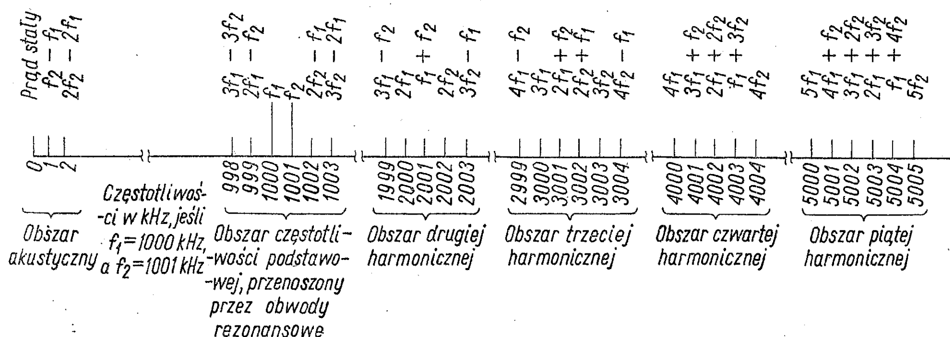
Jeśli amplituda wejściowego przebiegu w. cz. zmienia się — np. w takt m. cz. — nieliniowości wzmacniacza spowodują powstanie dodatkowych składowych, zwanych „produktami zniekształceń". Najprostszym sygnałem w. cz., który ma zmienną amplitudę, jest sygnał złożony z dwóch sinusoidalnych przebiegów w. cz. różniących się tylko nieznacznie częstotliwością. Jeśli przebiegi te mają jednakowe amplitudy, obwiednia sygnału wypadkowego zmienia się od zera do maksimum, a więc sygnał ten można stosować do badania wzmacniacza w pełnym zakresie zmian amplitudy (dynamiki) napięcia wejściowego. Tego rodzaju sygnał został przyjęty przy badaniu liniowych wzmacniaczy SSB jako wzorcowy sygnał pomiarowy. Na rys. 12-1 pokazano wektory, wypadkową obwiednię, fazę i widmo częstotliwości takiego sygnału. Sygnał ten jest nazywany albo dwutonowym sygnałem pomiarowym, albo dwuczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym. Na rys. 12-2 pokazano te same zależności dla sygnału dwuczęstotliwościowego, gdy amplituda jednej składowej jest równa połowie amplitudy drugiej składowej. Należy zauważyć, że na rys. 12-2 faza jest odniesiona do mniejszej częstotliwości f_1, a nie do średniej częstotliwości między f_1 a f_2 jak na rys. 12-1.



Rys. 12-1. Dwuczęstotliwościowy sygnał pomiarowy: a) wektory i ich suma; b) obwiednia w.cz.; c) faza w.cz. odniesiona do częstotliwości f_R leżącej dokładnie w środku między f_1 a f_2; d) widmo w.cz.



Rys. 12-2. Sygnał dwuczęstotliwościowy dla przypadku, gdy amplituda częstotliwości f_2 stanowi połowę amplitudy f_1: a) wektory; b) obwiednia w.cz.; c) widmo w.cz.; d) faza przebiegu odniesiona do f_1



Rys. 12-3. Widmo częstotliwości, ilustrujące zależności częstotliwościowe wszystkich składników równania (12-3)

Jeśli przebieg w. cz. o zmiennej amplitudzie przechodzi przez element nieliniowy, powstaje wiele nowych składowych częstotliwościowych. Na rys. 12-3 pokazano widmo wyjściowe układu nieliniowego. Częstotliwość i amplitudę każdej składowej można określić matematycznie rozwijając charakterystykę układu nieliniowego w szereg potęgowy, wokół statycznego punktu pracy. W przypadku sygnału dwuczęstotliwościowego przenoszonego przez lampę

$$u_s = a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t \tag{12-1}$$

oraz

$$i_a = I_{a0} + k_1 u_s + k_2 u_s^2 + k_3 u_s^3 + k_4 u_s^4 + k_5 u_s^5 \tag{12-2}$$

Prąd anodowy lampy jest określony wyrażeniem

składowa stała

$$I_{a0} + \frac{k_2}{2}(a_1^2 + a_2^2) + \frac{k_4}{8}(3a_1^4 + 12a_1^2 a_2^2 + 3a_2^4) \tag{12-3a}$$

składowe podstawowe

$$+\left(k_1 a_1 + \frac{3}{4} k_3 a_1^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{8} k_5 a_1^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^3 a_2^2 + \frac{15}{8} k_5 a_1 a_2^4\right) \cos \omega_1 t \tag{12-3.1a}$$

$$+\left(k_1 a_2 + \frac{3}{4} k_3 a_2^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{8} k_5 a_2^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^2 a_2^3 + \frac{15}{8} k_5 a_1^4 a_2\right) \cos \omega_2 t \tag{12-3.1b}$$

składowe drugiego rzędu

$$+\left(\frac{1}{2} k_2 a_1^2 + \frac{1}{2} k_4 a_1^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2\right) \cos 2\omega_1 t \tag{12-3.2a}$$

$$+\left(\frac{1}{2} k_2 a_2^2 + \frac{1}{2} k_4 a_2^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2\right) \cos 2\omega_2 t \tag{12-3.2b}$$

$$+\left(k_2 a_1 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1^3 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1 a_2^3\right) \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t \tag{12-3.2c, 12-3.2d}$$

składowe trzeciego rzędu

$$+\left(\frac{1}{4} k_3 a_1^3 + \frac{5}{16} k_5 a_1^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^3 a_2^2\right) \cos 3\omega_1 t \tag{12-3.3a}$$

$$+\left(\frac{1}{4} k_3 a_2^3 + \frac{5}{16} k_5 a_2^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^2 a_2^3\right) \cos 3\omega_2 t \tag{12-3.3b}$$

$$+\left(\frac{3}{4} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{4} k_5 a_1^4 a_2 + \frac{15}{8} k_5 a_1^2 a_2^3\right) \cos (2\omega_1 \pm \omega_2) t \tag{12-3.3c, 12-3.3d}$$

$$+\left(\frac{3}{4} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{4} k_5 a_1 a_2^4 + \frac{15}{8} k_5 a_1^3 a_2^2\right) \cos (\omega_1 \pm 2\omega_2) t \tag{12-3.3e, 12-3.3f}$$

składowe czwartego rzędu:

$$+\left(\frac{1}{8}k_4\,a_1^4\right)\cos 4\omega_1 t \qquad (12\text{-}3.4a)$$

$$+\left(\frac{1}{8}k_4\,a_2^4\right)\cos 4\omega_2 t \qquad (12\text{-}3.4b)$$

$$+\left(\frac{1}{2}k_4\,a_1^3\,a_2\right)\cos (3\omega_1 \pm \omega_2) t \qquad (12\text{-}3.4c,\ 12\text{-}3.4d)$$

$$+\left(\frac{3}{4}k_4\,a_1^2\,a_2^2\right)\cos (2\omega_1 \pm 2\omega_2) t \qquad (12\text{-}3.4e,\ 12\text{-}3.4f)$$

$$+\left(\frac{1}{2}k_4\,a_1\,a_3^3\right)\cos (\omega_1 \pm 3\omega_2) t \qquad (12\text{-}3.4g,\ 12\text{-}3.4h)$$

składowe piątego rzędu:

$$+\left(\frac{1}{16}k_5\,a_1^5\right)\cos 5\omega_1 t \qquad (12\text{-}3.5a)$$

$$+\left(\frac{1}{16}k_5\,a_2^5\right)\cos 5\omega_2 t \qquad (12\text{-}3.5b)$$

$$+\left(\frac{5}{16}k_5\,a_1^4\,a_2\right)\cos (4\omega_1 \pm \omega_2) t \qquad (12\text{-}3.5c,\ 12\text{-}3.5d)$$

$$+\left(\frac{5}{8}k_5\,a_1^3\,a_2^2\right)\cos (3\omega_1 \pm 2\omega_2) t \qquad (12\text{-}3.5e,\ 12\text{-}3.5f)$$

$$+\left(\frac{5}{8}k_5\,a_1^2\,a_2^3\right)\cos (2\omega_1 \pm 3\omega_2) t \qquad (12\text{-}3.5g,\ 12\text{-}3.5h)$$

$$+\left(\frac{5}{16}k_5\,a_1\,a_2^4\right)\cos (\omega_1 \pm 4\omega_2) t \qquad (12\text{-}3.5i\ 12\text{-}3.5j)$$

Widać, że żaden wyraz rozwinięcia parzystego rzędu funkcji nieliniowej nie wytwarza składowych częstotliwościowych leżących blisko żądanych częstotliwości f_1 i f_2. Wszystkie one leżą albo w obszarze częstotliwości różnicowych (zwykle w zakresie m.cz.), albo w obszarach harmonicznych częstotliwości wejściowych f_1 i f_2. Obwody rezonansowe lub filtry załączone po elemencie nieliniowym mogą skutecznie stłumić wszystkie składowe wytwarzane wskutek istnienia składowych krzywizny parzystego rzędu. A więc na przykład, składowa drugiego rzędu (która powoduje powstawanie drugiej harmonicznej) nie będzie powodować powstawania zniekształceń w stopniu liniowego wzmacniacza SSB. Wyjaśnia to, dlaczego można jako liniowe wzmacniacze SSB stosować nieprzeciwsobne wzmacniacze klasy AB i klasy B, mimo że występujące w nich impulsy prądu anodowego zawierają duży poziom składowej prądu drugiej harmonicznej.

Wszystkie wyrazy rozwinięcia nieparzystego rzędu (trzeciego, piątego itp.) powodują natomiast powstawanie składowych leżących w pobliżu częstotliwości żądanej. Nie można ich usunąć przez normalne edfiltrowanie, ponieważ leżą

w paśmie przenoszenia obwodów rezonansowych. Są to składowe przysparzające najwięcej kłopotu w jednowstęgowych liniowych wzmacniaczach w. cz. Czytelnik powinien dokładnie zrozumieć, że takie wyrażenie jak $(2\omega_1-\omega_2)$ reprezentuje pojedynczą częstotliwość. Nie należy mylnie sądzić, że wyraz nieparzystego rzędu wywołuje mieszanie drugiej harmonicznej częstotliwości ω_1 z częstotliwością ω_2.

12-2. Zniekształcenia modulacji fazy

W układzie mogą istnieć warunki powodujące przesuwanie fazy przy zmianach amplitudy sygnału. Wywołuje to zjawisko modulacji fazy sygnału jednowstęgowego. Powstające w ten sposób wstęgi boczne są również niepożądanymi składowymi zniekształceń. Wyrażenie matematyczne określające sygnał dwuczęstotliwościowy, który przeszedł przez taki element nieliniowy, ma taką samą postać jak równanie (12-3), z tym, że znaki niektórych wyrazów są przeciwne. Widmo powstające wskutek istnienia różnych potęg rozwinięcia nieliniowej funkcji fazy jest takie samo jak dla zniekształceń amplitudy. (Indeks modulacji jest zwykle bardzo mały, tak że trzeba brać pod uwagę tylko pierwszą parę czystotliwości bocznych). Obwody rezonansowe lub filtry załączone po elemencie nieliniowym również w tym przypadku mogą usunąć wszystko, z wyjątkiem tych składowych nieparzystych rzędów, które leżą w pobliżu żądanych składowych sygnału.

12-3. Składowe nieparzystego rzędu powstające z dwóch funkcji parzystego rzędu

Składowe zniekształceń, które wypadają dokładnie na tych samych częstotliwościach co poprzednio omawiane składowe zniekształceń nieparzystego rzędu, mogą powstawać przy przechodzeniu sygnału dwuczęstotliwościowego przez dwa kaskadowo połączone stopnie o charakterystykach określonych funkcjami parzystego rzędu. Załóżmy na przykład, że rozwinięcie charakterystyki każdego z kaskadowo połączonych stopni zawiera tylko wyrażenia pierwszego i drugiego rzędu. Składowe wytwarzane przez pierwszy stopień, oprócz składowych o częstotliwościach wejściowych ω_1 i ω_2, będą obejmować składowe drugiej harmonicznej $2\omega_1$ i $2\omega_2$. Gdy te cztery częstotliwości składowe przechodzą przez drugi stopień nieliniowy, nabierają znaczenia składowe różnicowe, powodowane mieszaniem drugiego rzędu. Powstające częstotliwości $(2\omega_1-\omega_2)$ i $(2\omega_2-\omega_1)$ są takie same jak częstotliwość składowych trzeciego rzędu, lecz są wytwarzane krzywiznami drugiego rzędu. Zniekształcenia powstające w ten sposób można wyeliminować, jeśli usunie się drugie harmoniczne z wyjścia pierwszego stopnia wzmacniacza przed podaniem sygnału na drugi stopień wzmacniacza.

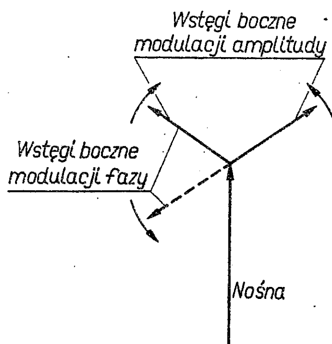
12-4. Sumowanie się składowych zniekształceń

Liniowy wzmacniacz SSB może mieć dwa lub więcej stopni, w których będą powstawać duże zniekształcenia. Suma wszystkich składowych zniekształceń każdej częstotliwości na wyjściu jest miarą zniekształceń całkowitych. Można zauważyć, że składowe zniekształceń powstające w każdym stopniu mają dokładnie te same częstotliwości. Dalej, na podstawie wyrażeń matematycznych (12-3) widać, że wszystkie składowe zniekształceń każdej częstotliwości są wytwarzane albo w dokładnie zgodnej fazie, albo w fazie przesuniętej o 180°. Jedynymi

czynnikami, które mogą zmienić tę zależność, są obwody rezonansowe, załączone między stopniami lub filtry mające nieliniową zdolność przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości w pasmie przenoszenia. Jednym z przykładów jest przypadek powstawania składowych trzeciego rzędu wytwarzanych przez dwa kaskadowo połączone stopnie wzmacniające, z których każdy ma charakterystykę drugiego rzędu. Równoległy obwód rezonansowy załączony między tymi stopniami będzie stanowił (dla częstotliwości podstawowych sygnału) czysto rezystancyjne obciążenie lampy pierwszego wzmacniacza, dając w wyniku skałdowe podstawowe wyjściowego napięcia sygnału zgodne w fazie ze składowymi częstotliwości prądu anodowego. Obwód rezonansowy stanowi natomiast prawie czysto pojemnościowe obciążenie dla składowych drugiej harmonicznej prądu anodowego, a więc napięcia drugiej harmonicznej powstające na obwodzie będą opóźnione w fazie prawie o 90°. Gdy te harmoniczne mieszają się w drugim wzmacniaczu, wytwarzając składowe trzeciego rzędu, ich wypadkowa faza jest przesunięta w przybliżeniu również o 90° w stosunku do fazy składowych zniekształceń trzeciego rzędu, wytwarzanych przez wyrazy rozwinięcia charakterystyki lampy nieparzystych rzędów.

Wyraz rozwinięcia charakterystyki nieliniowej o dodatnim współczynniku w jednym elemencie i odpowiadający mu wyraz o ujemnym współczynniku w drugim elemencie będą wytwarzać składowe zniekształceń przesunięte w fazie o 180°. Suma wektorów składowych zniekształceń ma zatem amplitudę równą różnicy amplitud, a wypadkowe zniekształcenia są mniejsze od zniekształceń wytwarzanych przez każdy z elementów nieliniowych oddzielnie. Jednak nieliniowości prawie wszystkich wzmacniaczy małej mocy klasy A i większości klasy AB mają ten sam charakter (współczynniki przy wyrazach rozwinięcia mają ten sam znak), a więc amplitudy napięć składowych ich zniekształceń dodają się.

Składowe zniekształceń wytwarzane wskutek modulacji fazy mają, ogólnie biorąc, inne fazy niż składowe zniekształceń modulacji amplitudy. Jedna ze składowych modulacji fazy nieparzystego rzędu jest zgodna w fazie z odpowiadającą jej składową zniekształceń amplitudy, a druga jest w fazie przeciwnej. Powodowane jest to tym, że przy małych wskaźnikach modulacji zasadnicza różnica

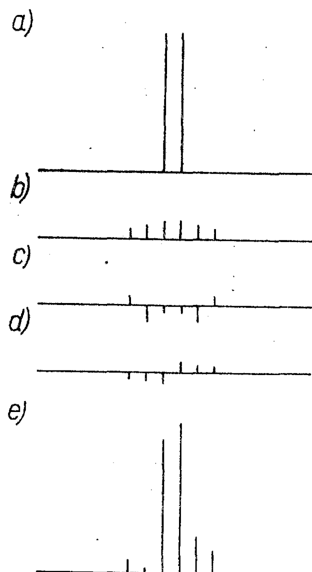


Rys. 12-4. Zależności fazowe wstęg bocznych modulacji amplitudy oraz wstęg bocznych pierwszego rzędu modulacji fazy, odniesione do fazy częstotliwości nośnej

między wstęgami bocznymi modulacji amplitudy a wstęgami bocznymi modulacji fazy pierwszego rzędu polega na tym, że ich dolne wstęgi są przesunięte w fazie o 180° [12-1]. Ilustruje to rys. 12-4, na którym pokazano mały sygnał sinusoidalny modulujący nośną. Odwrócenie fazy sygnału podawanego na jeden z mo-

dulatorów spowodowałoby powstanie takich wstęg bocznych, że dolne wstęgi boczne byłyby zgodne w fazie, a górne wstęgi boczne miałyby fazy przeciwne. Chociaż rysunek przedstawia modulację pojedynczą częstotliwością, analogicznie wygląda sytuacja dla dwóch lub więcej częstotliwości sygnału.

Pojęcia modulacji fazy i modulacji amplitudy można nieco rozszerzyć w przypadku sygnału dwuczęstotliwościowego. Każda częstotliwość składowa jest modulowana w nieznacznym stopniu wskutek istnienia nieliniowości, a niektóre ze składowych wstęg bocznych przypadają dokładnie na tych samych częstotliwościach, co częstotliwości wejściowe. Te składowe modulacji (wstęgi boczne) dodają się do składowych o częstotliwościach wejściowych odpowiadających liniowej pracy układu i suma ich może być w zależności od znaku albo mniejsza, albo większa. Jeśli istnieją składowe modulacji fazy, jedna z nich jest w fazie zgodnej, a druga w przeciwnej w stosunku do fazy składowych częstotliwości wejściowych.



Rys. 12-5. Dodawanie się składowych zniekształceń intermodulacyjnych SSB: a) wejściowy dwuczęstotliwościowy sygnał pomiarowy; b) składowe modulacji trzeciego i piątego rzędu pochodzące z pierwszego stopnia wzmocnienia; c) składowe modulacji amplitudy trzeciego i piątego rzędu pochodzące z drugiego stopnia wzmocnienia; d) składowe modulacji fazy trzeciego i piątego rzędu, powstającego w dwóch stopniach wzmacniacza; e) amplitudy składowych wypadkowych, które można obserwować na analizatorze widma

Na rys. 12-5 pokazano dwie grupy składowych zniekształceń modulacji amplitudy, które mogą pochodzić z dwóch oddzielnych stopni i jedną grupę składowych zniekształceń modulacji, które mogą być wytwarzane w jednym z tych stopni. Oczywiście to tylko jeden z przykładów; mogą istnieć inne poziomy składowych trzeciego, piątego i wyższych rzędów o tej samej lub przeciwnej fazie. Również mogą istnieć składowe przesunięte w fazie, (zwykle o około $\pm 90°$), tak jak to już było omawiane wcześniej w tym rozdziale. Składowe, które się sumują można uważać albo za składowe napięcia, albo za składowe prądu.

Obserwacja względnych amplitud wypadkowych składowych zniekształceń wskazuje zwykle na obecność zniekształceń o charakterze zarówno modulacji amplitudy jak i modulacji fazy. Jeśli wiadomo, że jeden z rodzajów zniekształceń przeważa (zwykle są to składowe zniekształceń modulacji amplitudy), można określić amplitudę wypadkowych składowych zniekształceń modulacji amplitudy i modulacji fazy.

12-5. Względny poziom zniekształceń

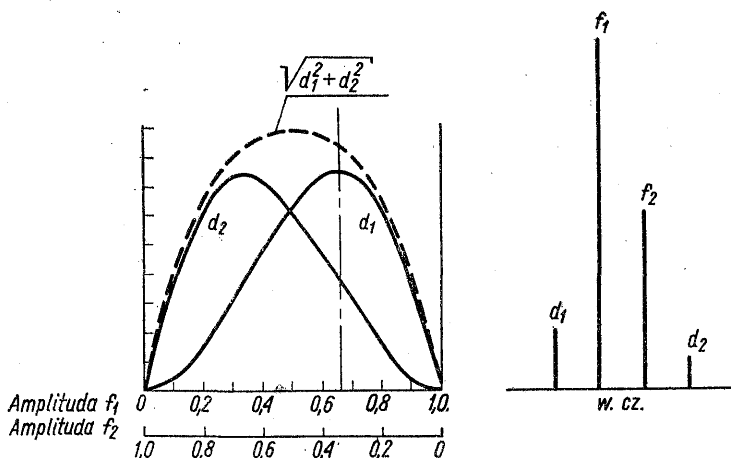
Pojęcie to jest stosowane do wyrażenia stosunku amplitudy określonej składowej zniekształceń do amplitudy jednej z dwóch częstotliwości pomiarowych o jednakowych amplitudach. Stosunek ten jest zwykle wyrażany w decybelach

$$\text{względny poziom zniekształceń} = 20 \lg \frac{\text{napięcie jednej składowej zniekształceń}^{1)}}{\text{napięcie jednej częstotliwości pomiarowej}}$$

Jeśli rząd składowej nie jest podawany, przyjmuje się na ogół do określenia względnego poziomu zniekształceń składową o największej amplitudzie.

12-6. Składowe zniekształceń przy częstotliwościach pomiarowych o nierównych amplitudach

Dwuczęstotliwościowy sygnał pomiarowy jest zwykle stosowany dlatego, że jest on najprostszym przebiegiem nadającym się do pomiarów i analizy matematycznej. Jeśli amplitudy składowych sygnału dwuczęstotliwościowego są nierówne, amplitudy składowych w każdej parze są też nierówne. Na rys. 12-6



Rys. 12-6. Amplitudy składowych zniekształceń trzeciego rzędu w przypadku nierównych amplitud częstotliwości pomiarowych i braku składowych zniekształceń piątego oraz wyższych rzędów. Amplituda d_1 wynika z wyrazu $\frac{3}{4} k_3 a_1^2 a_2$ w równaniu (12-3.3d), a amplituda d_2 wynika z wyrazu $\frac{3}{4} k_3 a_1 a_2^2$ w równaniu (12.3.3f)

pokazano zmianę amplitud składowych trzeciego rzędu w przypadku, gdy amplitudy składowych sygnału zmieniają się, lecz ich moc szczytowa jest stała. (W przykładzie tym założono, że udział zniekształceń trzeciego rzędu, pochodzą-

1) Autor w oryginale używa pojęcia stosunku sygnału do zniekształceń oznaczonego przez S/D i wyrażonego wzorem: $\frac{S}{D} = 20 \log \frac{\text{napięcie jednej częstotliwości pomiarowej}}{\text{napięcie jednej składowej zniekształceń}}$ dB (przyp. tłum.)

cych z wyrazów rozwinięcia funkcji nieliniowej innych niż trzeciego rzędu, są do pominięcia). Należy zauważyć, że dla określonej mocy szczytowej największa składowa zniekształceń pojawia się wówczas, gdy składowa jednej częstotliwości sygnału ma amplitudę dwa razy większą od składowej drugiej częstotliwości. Należy również zauważyć, że największa składowa zniekształceń pojawia się w widmie w. cz. w sąsiedztwie składowej sygnału o największej amplitudzie.

12-7. Liczba składowych zniekształceń

Z równania (12-3) widać, że określony, nieparzystego rzędu wyraz rozwinięcia nieliniowej charakterystyki wzmacniacza powoduje powstawanie składowych tego rzędu i składowych wszystkich niższych, nieparzystych rzędów. Na przykład, wyraz piątego rzędu w szeregu potęgowym powoduje powstawanie składowych trzeciego rzędu i podstawowej. Było to pokazane na rys. 12-5.

Liczba składowych zniekształceń wzrasta bardzo szybko ze wzrostem liczby składowych częstotliwości sygnału. Na przykład przy trzech częstotliwościach sygnału ω_1, ω_2 i ω_3 częstotliwości składowych zniekształceń trzeciego rzędu wynoszą:

$$\begin{array}{ccc} 2\omega_1-\omega_2 & 2\omega_3-\omega_1 & \omega_1+\omega_2-\omega_3 \\ 2\omega_2-\omega_1 & 2\omega_2-\omega_3 & \omega_1-\omega_2+\omega_3 \\ 2\omega_1-\omega_3 & 2\omega_3-\omega_2 & -\omega_1+\omega_2+\omega_3 \end{array}$$

Jeśli uwzględni się również wyrazy piątego i siódmego rzędu, widać, że nie trzeba wielu częstotliwości sygnału, aby powstały setki składowych zniekształceń.

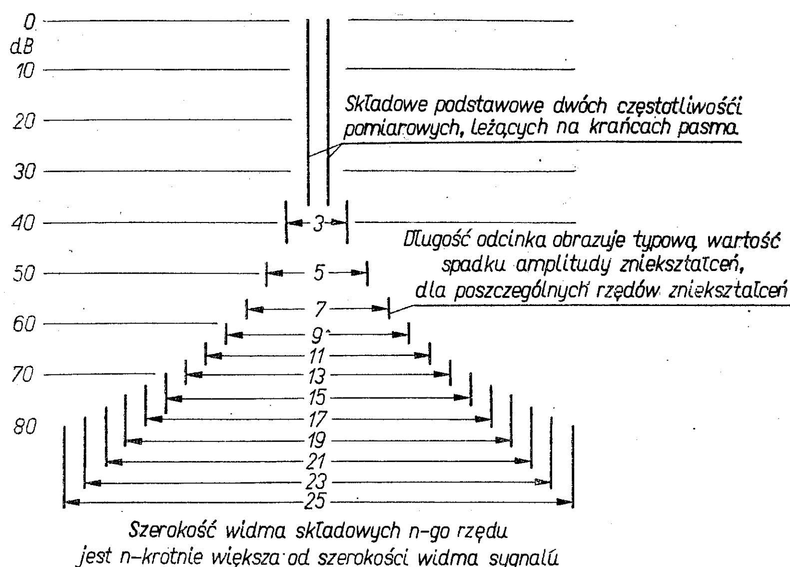
Zatem sygnał mowy lub sygnał radiotelegraficzny systemu 16-kanałowego ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym wytwarza wielką liczbę składowych zniekształceń. Jeśli częstotliwości sygnału są równomiernie rozmieszczone, wiele składowych zniekształceń wypada na jednakowych częstotliwościach. Taki przypadek zachodzi zwykle przy wielokrotnych sygnałach radiotelegraficznych i transmisji danych. Przypadek taki zachodzi również przy sygnałach mowy, ponieważ składowe dźwięków samogłosek są harmonicznymi częstotliwości podstawowej (wynoszącej około 100 Hz dla głosu męskiego).

12-8. Szerokość widma składowych zniekształceń

Granice widma składowych zniekształceń są określone maksymalnym odstępem między częstotliwościami składowych sygnału i rzędem składowych zniekształceń, wytwarzających składowe o znaczącym poziomie. Rozpatrzmy na przykład nadajnik, mający wzbudnik z filtrem wstęgowym o szerokości pasma przenoszenia 3 kHz. Składowe sygnału mogą być odległe od siebie najwyżej o 3 kHz. Na rys. 12-7 pokazano granice częstotliwości składowych zniekształceń każdego rzędu. Widać, jak daleko od sygnału może powstawać w sąsiednich kanałach interferencja o znaczącym poziomie.

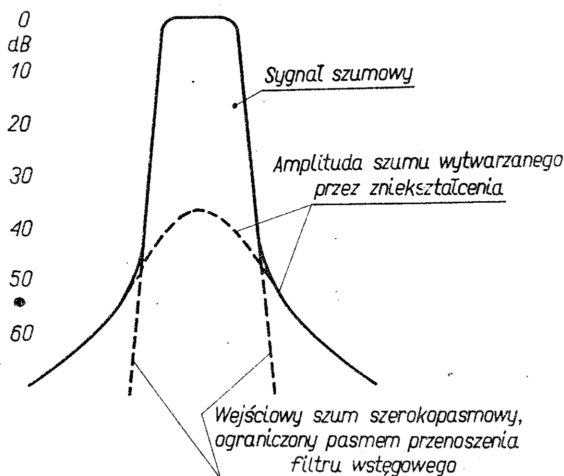
12-9. Widmo składowych zniekształceń przy sygnale szumowym

W celu określenia intensywności występowania składowych zniekształceń w widmie częstotliwości w pobliżu sygnału, warto rozważyć sygnał będący pasmem szumów. Sygnał taki ma składowe na wszystkich częstotliwościach pasma. Przyj-



Rys. 12-7. Szerokość widma częstotliwości składowych zniekształceń oraz typowy rozkład ich amplitud w nadajniku SSB o mocy 10 kW

muje się, że składowe te mają wokół swego średniego poziomu gaussowski rozkład w funkcji czasu. Jeśli przez wzmacniacz jest przenoszone pasmo szumów, składowe zniekształceń pojawią się po obydwu stronach pasma sygnału, w przybliżeniu tak jak pokazano na rys. 12-8. Moc zniekształceń w dowolnym pasmie często-



Rys. 12-8. Rozkład częstotliwościowy mocy zniekształceń przy sygnale szumowym o określonej szerokości pasma

tliwości jest sumą mocy wszystkich składowych leżących w tym pasmie. Składowe zniekształceń wyższych rzędów, takich jak piąty i siódmy, są rozłożone w szerszym zakresie częstotliwości, tak że moc ich zniekształceń przy 1 Hz szerokości pasma jest odpowiednio mniejsza.

Względne poziomy składowych zniekształceń wyższych rzędów (siódmego i powyżej) są zwykle znacznie mniejsze niż składowych trzeciego i piątego rzędu. Fakt ten oraz ich rozmieszczenie w szerszym pasmie częstotliwości powodują stosunkowo szybki spadek poziomu mocy zniekształceń przy częstotliwościach oddalonych o kilka szerokości pasm sygnału. Większość mocy zniekształceń leży wewnątrz i w pobliżu pasma sygnału.

W niektórych wzmacniaczach (takich jak wzmacniacze małych mocy klasy A) składowe wyższych rzędów maleją znacznie szybciej, niż pokazano na rysunku. Z drugiej jednak strony, niektóre wzmacniacze klasy AB wytwarzają więcej zniekształceń wyższych rzędów, zwłaszcza gdy są przesterowane szczytami chwilowej amplitudy sygnału.

W sygnałach szumowych są zawarte przypadkowe impulsy. Jeśli amplituda tych impulsów jest dostatecznie duża, wzmacniacz zostanie przesterowany, a impulsy będą obcięte. Obcinanie powoduje powstawanie składowych zniekształceń wysokiego rzędu. Stopień ograniczania, a więc również wielkość zniekształceń, zależy od tego, o ile średnia moc szumów jest mniejsza od maksymalnej mocy wyjściowej wzmacniacza. Gdy poziom sygnału szumowego wzrasta, w pewnej chwili zostaje osiągnięty poziom, przy którym zniekształcenia powstające wskutek ograniczenia szczytów przebiegu szumów będą większe od zniekształceń powstających wskutek istnienia nieliniowości wzmacniacza, poniżej jego nominalnej mocy szczytowej. Ten średni poziom mocy sygnału szumowego leży na ogół 6 do 8 dB poniżej nominalnej mocy szczytowej wzmacniacza.

Literatura

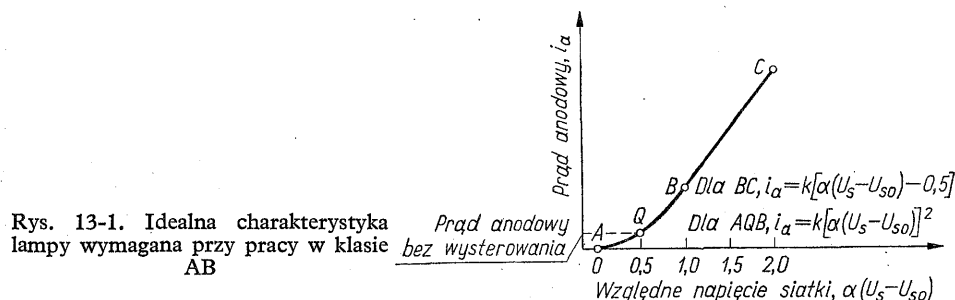
12-1. Reference Data for Radio Engineers, 4th ed., pp. 533–534. International Telephone and Telegraph Corporation, New York 1956.

13. ZMNIEJSZANIE ZNIEKSZTAŁCEŃ

Głównymi źródłami zniekształceń są nieliniowe charakterystyki lamp wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości. Najlepszym sposobem osiągnięcia małego poziomu zniekształceń jest przede wszystkim niedopuszczenie do ich powstania. Realizuje się to przez właściwy dobór lamp oraz zapewnienie im odpowiednich warunków pracy. Głównym źródłem zniekształceń jest nieliniowość zmian prądu anodowego wzdłuż charakterystyki roboczej. Charakterystyki prądu anodowego w funkcji napięcia siatki sterującej dla wybranych prostych roboczych przedstawiono po prawej stronie rys. 9-3 do 9-5 oraz 9-11.

13-1. Idealne charakterystyki anodowe lampy

W p. 12-1 wykazano, że wyrazy parzystego rzędu rozwinięcia charakterystyki lampy na szereg potęgowy nie powodują powstawania jednowstęgowych zniekształceń intermodulacyjnych. Idealna charakterystyka anodowa nie powodująca zniekształceń przy pracy w klasie AB jest przedstawiona na rys. 13-1 [13-1].



Rys. 13-1. Idealna charakterystyka lampy wymagana przy pracy w klasie AB

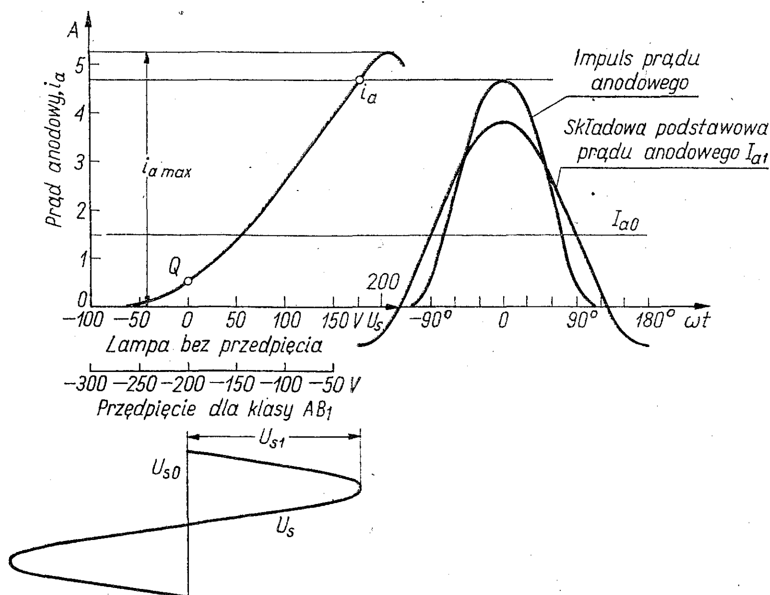
Między punktami A i B charakterystyka jest krzywą drugiego stopnia, tj. $i_a = k[\alpha(U_s - U_{s0})]^2$. Od punktu B do punktu C charakterystyka przebiega liniowo. Początkowy punkt pracy Q jest dobrany na połowie odległości (branej poziomo) między punktami A i B.

Małe sygnały, których wartości międzyszczytowe nie przekroczą wartości napięć siatki odpowiadających punktom A i B, działają w zakresie charakterystyki

zmieniającej się kwadratowo i nie powodują zniekształceń intermodulacyjnych SSB. Kiedy amplituda międzyszczytowa napięcia siatkowego przekroczy zakres zawarty między punktami A i B, zarówno dodatnie jak i ujemne szczyty napięcia wchodzą w zakres liniowej części krzywej. Ponieważ nachylenie odcinka BC jest odpowiednio dobrane, nie występuje zmiana wzmocnienia składowej podstawowej oraz nie powstają jednowstęgowe zniekształcenia intermodulacyjne spowodowane większymi sygnałami.

Wartość prądu w punkcie Q określa wartość prądu anodowego przy braku wysterowania; wartość ta pomnożona przez składową stałą napięcia anodowego jest mocą traconą w anodzie. Lampa o charakterystyce z ostrym odcięciem umożliwia zmniejszenie mocy strat w anodzie przy braku sygnału, ale wytwarza nieco więcej harmonicznych wyższego rzędu. W lampie z idealną charakterystyką anodową przedstawioną na rys. 13-1 szczytowa wartość prądu anodowego (punkt C) jest dziesięć do dwudziestu razy większa niż prąd w punkcie Q.

Na rys. 13-2 przedstawiono idealną charakterystykę lampy wzmacniającej dającej moc wyjściową równą 5 kW. Dla napięć siatki sterującej wprowadzono dwie skale: jedną — odpowiadającą lampie pracującej w klasie AB_2 z zerowym



Rys. 13-2. Idealna charakterystyka lampy dostarczającej mocy wyjściowej PEP 5 kW, wymagana przy pracy z zerowym przedpięciem siatki oraz przy pracy w klasie AB_1 $i_{a\,max} = 4{,}7$ A — szczytowy prąd anodowy; $I_{a0} = 1{,}5$ A — składowa stała prądu anodowego; $U_{a0} = 5$ kV — składowa stała napięcia anodowego, $U_{a1} = 4{,}5$ kV amplituda napięcia anodowego w.cz.; $I_{a0} = 0{,}5$ A — średni prąd anodowy przy braku wysterowania; $U_{s1} = 180$ V — amplituda napięcia w.cz. na siatce sterującej; $U_{s0} = 0$ lub -200 V — przedpięcie siatki lampy; $I_{a1} = 2{,}35$ A — amplituda składowej podstawowej prądu anodowego

przedpięciem siatki sterującej, takiej jak np. lampa 811A lub 3CX10000A7, a drugą — dla lampy pracującej w klasie AB_1. Konkretna wartość napięcia polaryzującego siatkę nie jest istotna, jednak powinna być ona taka, aby przy braku

sygnału prąd anodowy wypadał dokładnie w punkcie Q. Powyższy rysunek przedstawia impuls prądu anodowego, składową stałą oraz składową podstawową prądu przy sinusoidalnym napięciu na siatce sterującej. Różnica między chwilową wartością prądu a chwilową wartością składowej podstawowej jest wywołana przez parzyste harmoniczne, które powinny być zwierane do katody lampy przez małą impedancję, a których nie należy dopuszczać do obciążenia.

13-2. Dobór początkowego (spoczynkowego) punktu pracy

Należy podkreślić, że nawet dla idealnej charakterystyki lampy istnieje na krzywej tylko jeden punkt Q, dla którego nie wystąpią zniekształcenia przy pracy w klasie AB. Dla dowolnego innego punktu pracy szereg potęgowy określający tę samą charakterystykę będzie zawierać, oprócz dominujących wyrazów parzystego rzędu, również wyrazy nieparzyste. Jeśli np. punkt Q zostanie przesunięty w lewo tylko o 1/5 odcinka charakterystyki do napięcia odcięcia, nastąpi zwiększenie względnego poziomu zniekształceń do wartości wynoszącej około —30 dB w stosunku do sygnału.

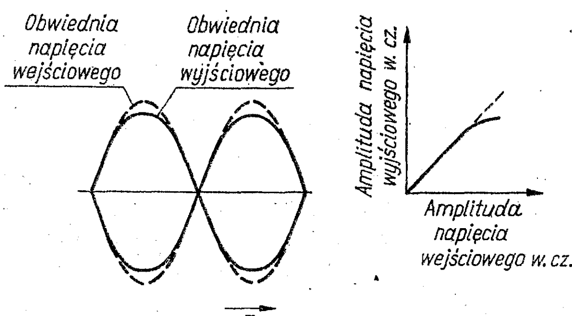
Charakterystyki anodowe w większości lamp tylko w przybliżeniu można aproksymować krzywą idealną. Część AB jest bardziej zbliżona do krzywej w potędze 3/2, część zaś między B i C może być krótka i często bywa opadająca. Dla wielu lamp punkt B leży blisko zerowego napięcia siatki. Również optymalne położenie punktu Q wypada zwykle przy niepożądanie dużej wartości prądu anodowego. W rezultacie punkt pracy lampy ustala się przy mniejszej wartości przedpięcia siatkowego niż ta, przy której występuje minimum zniekształceń. Stanowi to kompromis między wartością zniekształceń a mocą traconą w anodzie przy braku wysterowania. Wartość spoczynkowego prądu anodowego triody, przy którym występuje minimum zniekształceń, jest uwarunkowana jej konstrukcją. Na przykład optymalna wartość spoczynkowego prądu anodowego, przy którym osiąga się minimum zniekształceń dla lampy typu 3X250A, wynosi około 0,5 A. Optimum dla tetrod i pentod zależy również od napięcia siatki ekranującej, tak jak wszystkie ich podstawowe parametry. Optymalna wartość prądu anodowego przy braku wysterowania zmienia się w zależności od napięcia siatki ekranującej w przybliżeniu w potędze 3/2. Z tego powodu są pożądane niższe napięcia siatki ekranującej, które z kolei mogą doprowadzić do ograniczenia szczytowego prądu anody lub ewentualnie narzucić konieczność stosowania pracy w klasie AB_2 zamiast AB_1. Zadaniem konstruktora jest rozpatrzenie powyższych okoliczności i wybranie rozwiązania kompromisowego oraz odpowiedniej lampy.

Tetrody pracujące w układzie z uziemioną siatką mają korzystną własność polegającą na tym, że napięcie siatka ekranująca-katoda przy szczycie impulsu prądowego anody jest (w bardzo korzystnej chwili) podwyższane, ponieważ napięcie wielkiej częstotliwości występujące na katodzie lampy dodaje się do napięcia siatki ekranującej. W ten sposób zjawisko sterowania zarówno siatki ekranującej jak i sterującej umożliwia przyjęcie mniejszej wartości początkowego prądu anodowego umożliwiając jednoczesne wykorzystanie pełnej mocy szczytowej lampy. Zjawisko to można zwiększyć stosując wyższe napięcie sterujące na siatce ekranującej, niż na siatce sterującej.

Zastosowanie oscyloskopowego wskaźnika liniowości omówionego w p. 22-2 jest bardzo pomocne do eksperymentalnego określania optymalnych warunków pracy lampy.

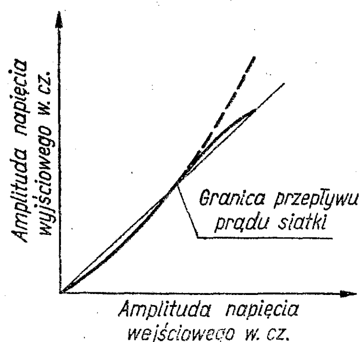
13-3. Skutki nieliniowego obciążenia prądem siatki

Wysterowując lampę w zakres prądu siatki wprowadzamy do obwodu siatkowego impedancję w.cz., która przenosi się do obwodu anodowego poprzedniego stopnia. Prąd siatki z zasady zmienia się w sposób bardzo nieliniowy przy zmianach napięcia sygnału, wynikiem czego jest nieliniowość impedancji obciążającej obwód. Rys. 9-5 i 9-6 przedstawiają typowe impulsy prądu siatkowego oraz zależności chwilowej wartości prądu siatki od chwilowej wartości napięcia siatka--katoda. Ta nieliniowa zależność wywołuje zniekształcenie obwiedni, w postaci spłaszczenia wierzchołka, jak w przesadzie pokazano na rys. 13-3. Zniekształcenie to jest lepiej widoczne na „charakterystyce liniowości"[1]) układu. Niewielkie

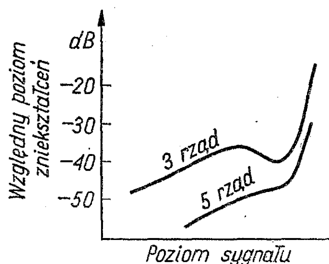


Rys. 13-3. Spłaszczenie wierzchołka obwiedni spowodowane prądem siatki

zniekształcenia wywołane prądem siatki mogą niekiedy być wykorzystane do częściowej kompensacji zniekształceń wynikających z nieliniowości charakterystyki prądu anodowego. Charakterystyka dynamiczna w większości lamp jest zakrzywiona ku górze. Obciążenie prądem siatki powoduje zakrzywienie ku dołowi i dzięki temu charakterystyka wypadkowa przedstawiona na rys. 13-4 jest bardziej liniowa.



Rys. 13-4. Poprawa liniowości, wynikająca z obciążenia prądem siatki



Rys. 13-5. Przykład występowania minimum w charakterystyce zniekształceń trzeciego i piątego rzędu, spowodowanego kompensacją zniekształceń

Analiza matematyczna składowych zniekształceń wywoływanych prądem siatki i charakterystyką prądu anodowego wykazuje, że są one w przeciwnych fazach. Skuteczność wzajemnej kompensacji tych zniekształceń zależy od poziomu

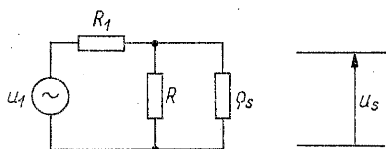
[1]) Pojęcie „charakterystyki liniowości", mierzonej za pomocą oscyloskopowego wskaźnika liniowości, jest wyjaśnione w p. 22-2.

sygnału. Kompensacja zniekształceń nie wystąpi oczywiście przy małym poziomie sygnału, przy którym nie płynie prąd siatki. Rys. 13-5 przedstawia zależność względnego poziomu zniekształceń wzmacniacza od poziomu sygnału wejściowego w przypadku sterowania wzmacniacza dwuczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym. Minimum występujące na krzywej składowych zniekształceń trzeciego rzędu jest spowodowane omówioną wyżej wzajemną kompensacją zniekształceń. Zniekształcenia pochodzące od prądu siatki przewyższają zniekształcenia wywołane nieliniowością charakterystyki prądu anodowego lampy na prawo od tego minimum. Należy zwrócić uwagę, że efekt kompensacji jest mniej wyraźny w przypadku zniekształceń piątego rzędu. Składowe zniekształceń wyższego rzędu mogą wzrosnąć w wyniku obecności nieliniowego obciążenia wywołanego prądem siatki.

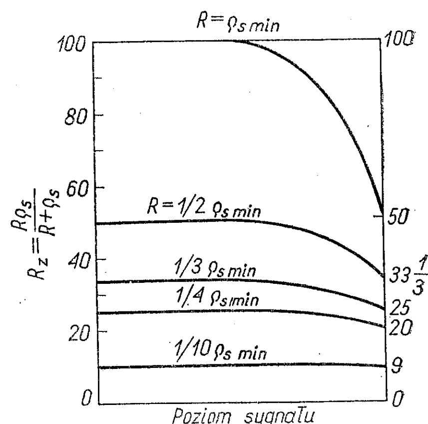
13-4. Zmniejszanie zniekształceń wywołanych prądem siatki

Oczywistym sposobem eliminacji zniekształceń wynikających z prądu siatki jest stosowanie pracy w klasie AB_1. W klasie tej impedancja wejściowa może być skończona, lecz zniekształcenia powodowane prądem siatki będą w ten sposób wyeliminowane. W większości lamp mocy uzyskuje się bardziej liniową charakterystykę przy pracy w klasie AB_2. Dla tetrody dużej mocy, np. 4CX5000A, wartość prądu siatki pierwszej może być regulowana napięciem siatki ekranującej. Przy wyższym napięciu siatki ekranującej osiąga się żądaną moc wyjściową przy mniejszym prądzie siatki pracując w klasie AB_1.

Efekt nieliniowego obciążenia wywołanego prądem siatki może być zmniejszony przez równoległe dołączenie do tej nieliniowej impedancji opornika o odpowiednio małej rezystancji. Rys. 13-6 przedstawia najprostszy tego rodzaju obwód,



Rys. 13-6. Schemat zastępczy obwodu siatkowego z równoważną rezystancją obciążającą ϱ_s przestrzeni siatka-katoda, opornikiem tłumiącym R oraz źródłem napięcia u_1 o rezystancji wewnętrznej R_1

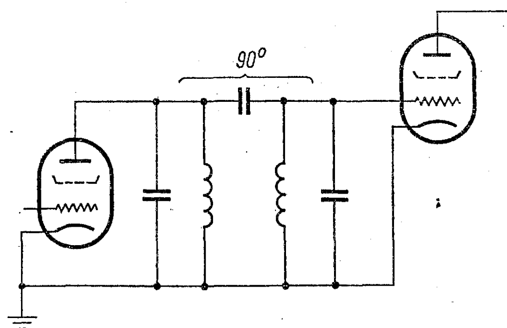


Rys. 13-7. Zmniejszenie wpływu zmian impedancji obwodu przy zmianach poziomu sygnału

na rys. 13-7 zaś przedstawiono, jak zastępcza wartość nieliniowej rezystancji wejściowej w obwodzie siatki, wynikająca z równoległego połączenia ϱ_s i rezystancji tłumiącej R, zmienia się zależnie od wysterowania oraz wartości tłumienia. Przy dużej rezystancji źródła będzie występowało (jak to przedstawia rys. 13-3) spła-

szczenie wierzchołka krzywej napięcia u_s, co w efekcie powoduje pojawienie się przebiegu o kształcie zbliżonym do obwiedni sygnału dwuczęstotliwościowego. Zwiększenie tłumienia obwodu siatkowego za pomocą opornika o małej rezystancji zmniejsza nieliniowość w obwodzie siatki sterującej. Opornik tłumiący pobiera jednak znaczną moc ze źródła wzbudzenia. Silne obciążenie stopnia wzbudzającego przyczynia się również do zmniejszenia wzmocnienia napięciowego tego stopnia szczególnie w przypadku, gdy stopień ten pracuje z tetrodą lub pentodą, a stopnie są sprzężone bezpośrednio (przez kondensator).

Sposób uzyskania małej równoważnej impedancji źródła w układzie z tetrodą przedstawiono na rys. 13-8. Obwód ćwierćfalowy transformuje impedancję w ten sposób, że gdy rezystancja w obwodzie siatki zmniejsza się, rezystancja od strony anody rośnie. W rezultacie źródło prądowe, jakie stanowi lampa stopnia wzbudzającego, jest przetransformowane na źródło napięciowe w obwodzie siatki sterującej wzmacniacza mocy. Zasada ta była z powodzeniem stosowana [13-2], jednak występujące w układzie przesunięcie fazy 90° jest niepożądane w przypadku, gdy oba stopnie są objęte pętlą sprzężenia zwrotnego.



Rys. 13-8. Obwód transformujący impedancję, służący do uzyskania małej impedancji źródła wzbudzającego

13-5. Zmniejszanie zniekształceń we wzmacniaczach z uziemioną siatką

Jak omówiono w p. 9-5, wzmacniacze z uziemioną siatką wymagają do wysterowania znacznej mocy, której większa część jest przenoszona przez lampę na wyjście wzmacniacza. Wartość przenoszonej mocy wynosi

$$P'_{wzb} = \frac{U_{k1}}{U_{a1}} P_{a1}$$

Moc ta powoduje obciążenie obwodu wejściowego rezystancją równoległą rzędu 50÷300Ω. Rezystancja ta może spełniać funkcję opornika tłumiącego obwód. Dużą zaletą takiego rozwiązania jest to, że moc wzbudzenia nie traci się bezużytecznie oraz że nie ma potrzeby stosowania opornika tłumiącego.

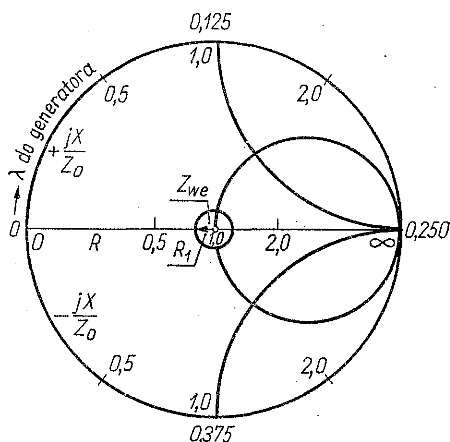
Stosując w stopniu mocy tetrodę należy mieć na uwadze, że prąd siatki drugiej również wprowadza nieliniowe obciążenie do obwodu wejściowego wzmacniacza. Łączne obciążenie nieliniowe prądem siatki jest uwarunkowane sumą prądów siatki sterującej i siatki ekranującej. W celu uzyskania minimum zniekształceń warunki pracy należy wybrać tak, by osiągnąć minimum całkowitego prądu siatek sterującej i ekranującej. Zasadniczym parametrem jest napięcie siatki ekranującej. Zwiększenie tego napięcia powoduje zmniejszenie prądu siatki sterującej, lecz na ogół zwiększa prąd ekranu i odwrotnie. Kilka próbnych obliczeń

umożliwia określenie optymalnego napięcia siatki ekranującej, przy którym wystąpi minimum nieliniowego obciążenia prądem siatki. Ostatecznie wybrana wartość napięcia siatki ekranującej wynika z kompromisu między optimum wynikającym z wartości prądu siatek oraz optimum ze względu na nieliniowość charakterystyki anodowej lampy.

Jakakolwiek nieliniowość charakterystyki prądu anodowego w lampie wzmacniacza z uziemioną siatką wywołuje nieliniowość impedancji wejściowej. Przy niewielkim wzroście wzmocnienia wraz ze wzrostem poziomu sygnału, rezystancja wejściowa nieco maleje. Wpływ tego zjawiska na wypadkowe zniekształcenia jest uwarunkowany impedancją wewnętrzną źródła sterującego. Jeśli jest ona bardzo duża (źródło prądowe), nieliniowość charakterystyki prądu anodowego można pominąć. Analiza tego zjawiska wykazuje, że napięcie w.cz. sterujące katodę będzie się zmieniało w sposób niezbędny do wytworzenia składowej podstawowej prądu anodowego, równej składowej podstawowej w.cz. prądu sterującego. Zjawisko to jest rzadko wykorzystywane, gdyż mała impedancja źródła sterującego jest korzystniejsza ze względu na nieliniowe obciążenie prądem siatki. Trioda o małym współczynniku amplifikacji K_a, pracująca w klasie AB_1 i wzbudzana ze stopnia z tetrodą, teoretycznie nie wywołuje nieliniowego obciążenia obwodu wejściowego prądem siatki, można więc wykorzystać omawiane poprzednio zjawisko do linearyzacji charakterystyki prądu anodowego. Niestety wzmocnienie mocy takich triod wynosi tylko około 4 V/V i ich sprawność anodowa jest stosunkowo mała.

13-6. Zmniejszanie zniekształceń fazowych

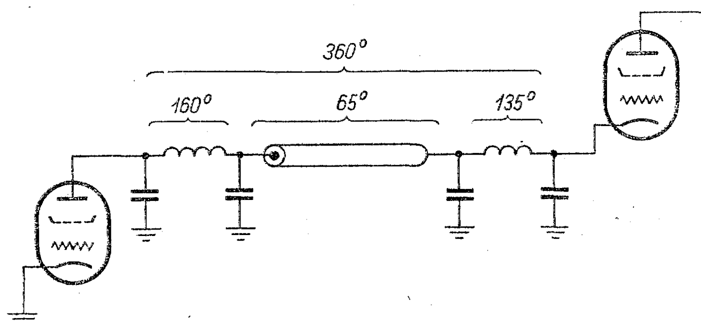
Obwód sprzęgający wzmacniacz liniowy ze stopniem sterującym powinien mieć całkowitą „długość elektryczną” 0° lub wielokrotność 90°. Warunek ten jest konieczny, aby zapobiec powstawaniu zniekształceń fazowych (p. 12-2) wywołanych



Rys. 13-9. Sposób powstawania składowej reaktancyjnej impedancji wejściowej Z_{we}, przy zmianach rezystancji obciążającej R_1 na końcu linii o długości elektrycznej równej $^1/_8$ długości fali

nieliniowym obciążeniem obwodu sprzęgającego. W celu wyjaśnienia mechanizmu powstawania tych zniekształceń rozważmy bezstratną linię o długości elektrycznej 45°, obciążoną impedancją charakterystyczną Z_0. Impedancja wejściowa tej linii jest rzeczywista i wynosi również Z_0. Po niewielkim zmniejszeniu tej rezystancji, jak widać na wykresie Smitha przedstawionym na rys. 13-9, rezystancja wejściowa

ma w przybliżeniu tę samą wartość co poprzednio, lecz pojawia się składowa reaktancyjna impedancji równa w przybliżeniu zmianie rezystancji obciążającej. Zatem, jeśli elektryczna długość linii jest inna niż 0° lub wielokrotność 90°, przy obciążeniu nieliniowym linii będzie wytwarzane nieliniowe przesunięcie fazy. Ta zastępcza elektryczna długość linii obejmuje cały obwód w.cz. między anodą stopnia sterującego a siatką wzmacniacza mocy, który może się składać z dwóch obwodów rezonansowych połączonych linią przesyłową. Układ taki pokazano na rys. 13-10. Zasada ta jest słuszna zarówno dla wzmacniaczy z uziemioną katodą jak i siatką. Stosuje się elektryczną długość linii równą nieparzystej lub parzystej wielokrotności 90° zależnie od tego, czy jest wymagana inwersja (transformacja odwrotnie proporcjonalna) impedancji na linii.



Rys. 13-10. Całkowita długość elektryczna obwodu międzystopniowego

Zniekształcenia fazowe mogą również występować przy niezupełnej neutralizacji i nieliniowej charakterystyce prądu anodowego. Jak omówiono w p. 11-1, nawet niewielka niezneutralizowana pojemność anoda-siatka C_{as} wprowadza do przestrzeni siatka-katoda pojemność $C_{as}\,(1+K_u\cos\theta)$. Wielkość K_u jest wzmocnieniem lampy, które nie jest stałe, jeśli stopień wykazuje jakąkolwiek nieliniowość charakterystyki dynamicznej. Zatem sygnał o zmieniającej się amplitudzie powoduje zmianę wzmocnienia, która z kolei pociąga za sobą zmienność pojemności wejściowej lampy. W rezultacie wystąpią zniekształcenia fazowe. Oczywistym sposobem zmniejszenia zniekształceń fazowych jest liniowa praca lampy oraz dokładna neutralizacja. Innym sposobem jest obciążenie obwodu między siatką a katodą lampy odpowiednią rezystancją. Zmniejsza to dobroć obwodu Q, tak że dana nieliniowa zmiana pojemności spowoduje mniejsze przesunięcie fazy. Zwiększenie równoległej pojemności w celu zmniejszenia względnych zmian pojemności nie jest skuteczne. Jeśli jest utrzymana ta sama rezystancja równoległa obwodu, wliczając w to straty cewki, dodatkowa pojemność zwiększa dobroć Q w takim samym stopniu, w jakim zmniejsza względne zmiany pojemności, a więc nie przyczynia się do zmniejszenia przesunięcia fazy.

W lampach elektronowych występuje również zmiana pojemności siatka-katoda spowodowana zmianą gęstości ładunku przestrzennego w przestrzeni siatka-katoda przy zmianie poziomu sygnału. Wpływ ten jest niewielki, lecz może wywołać zniekształcenia o względnym poziomie równym —50 dB. Wywołana tym zjawiskiem zmiana pojemności w lampie typu 4CX250B jest rzędu 0,1 pF. Zjawisko to może być zmniejszone również przez zmniejszenie dobroci obwodu wejściowego za pomocą opornika tłumiącego.

13-7. Zniekształcenia wywołane elementami biernymi

Elementy o stałych z założenia wartościach, takie jak cewki, kondensatory, a nawet oporniki, często wykazują własności nieliniowe. Aby temu zapobiec, należy unikać zbyt dużych gęstości strumieni w cewkach rdzeni wykonanych z karbonylku lub ferrytu. Pojemność kondensatora może nieco zmieniać się przy zmianie napięcia stałego lub poziomu sygnału wielkiej częstotliwości. Pod wpływem doprowadzonego napięcia stałego bądź zmiennego może również w pewnym stopniu zmieniać się rezystancja oporników. W normalnych warunkach te źródła zniekształceń są pomijalne, lecz sporadycznie mogą one powodować znaczne zniekształcenia. Zmiana typu elementu lub jego obciążenia elektrycznego z reguły umożliwia usunięcie tych przyczyn zniekształceń.

13-8. Sprzężenie zwrotne wielkiej częstotliwości

Sposób zmniejszania zniekształceń za pomocą sprzężenia zwrotnego jest bardzo skuteczny zarówno w odniesieniu do zniekształceń amplitudowych jak i fazowych. Napięciowe sprzężenie zwrotne we wzmacniaczach wielkiej częstotliwości działa nieco inaczej niż we wzmacniaczach m.cz. Obecność obwodów rezonansowych powoduje, że wejściowe oraz wyjściowe przebiegi w.cz. są w zasadzie w zakresie jednego okresu w.cz. napięciami sinusoidalnymi. Oczywiście, jeśli napięcie wielkiej częstotliwości stanowi sumę dwóch lub więcej częstotliwości, każdy następny okres musi być nieco odmienny. Przebieg jednowstęgowy można uważać za pojedynczą falę sinusoidalną o zmieniającej się amplitudzie i fazie. Sprzężenie zwrotne wielkiej częstotliwości będzie zmniejszać jakiekolwiek zmiany amplitudy lub fazy napięcia wielkiej częstotliwości, wywołane zniekształceniami wzmacniacza. Zwykle korzystne jest objęcie pętlą sprzężenia zwrotnego maksymalnej praktycznie możliwej liczby stopni. Oprócz bardzo rzadkiego przypadku, gdy zniekształcenia są identyczne w każdym stopniu, określone sprzężenie zwrotne daje maksymalne zmniejszenie zniekształceń przy najmniejszej stracie wzmocnienia, kiedy wszystkie stopnie wzmacniacza są objęte pętlą sprzężenia zwrotnego. We współczesnych układach niestety konieczne jest ograniczenie liczby stopni objętych pętlą sprzężenia zwrotnego do 2 lub 3.

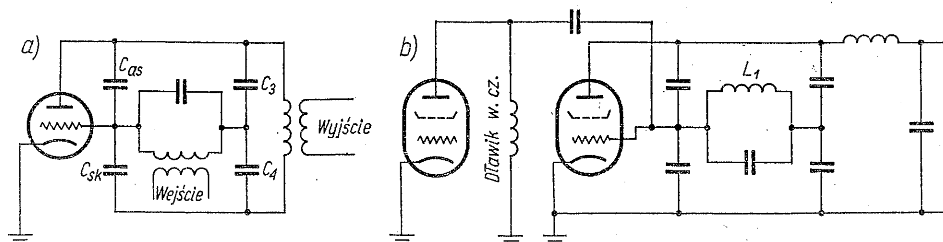
13-9. Sprzężenie zwrotne w jednym stopniu

Rysunek 13-11a przedstawia jeden ze sposobów realizacji sprzężenia zwrotnego wielkiej częstotliwości w pojedynczym stopniu. Połączone szeregowo kondensatory C_3 i C_4 tworzą pojemność obwodu wyjściowego. Wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego jest określona częścią napięcia anodowego zbieranego z pojemnościowego dzielnika napięcia składającego się z kondensatorów C_3 i C_4, doprowadzonego do dolnego końca siatkowego obwodu rezonansowego. Do uzyskania neutralizacji wymagane jest, aby

$$\frac{C_{as}}{C_{sk}} = \frac{C_3}{C_4}$$

W tym przypadku pojemności C_{as} i C_{sk} przedstawiają sumaryczne pojemności lampy i pojemności rozproszone obwodu między siatką a anodą oraz siatką a katodą. Zwykle, aby uzyskać dokładną neutralizację przy wymaganym współczynniku

sprzężenia zwrotnego, do jednej z tych pojemności należy dołączyć dodatkowy kondensator. Jeśli jako dodatkowy kondensator zastosujemy kondensator zmienny, otrzymamy możliwość regulacji neutralizacji.

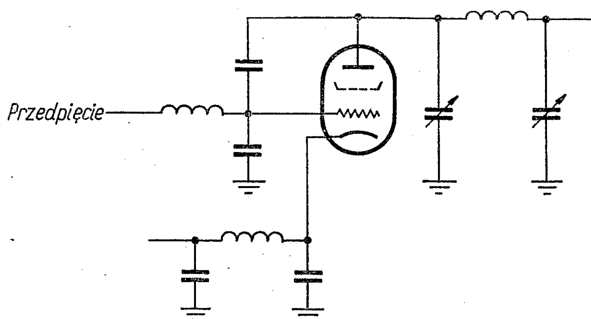


Rys. 13-11. Wzmacniacz jednostopniowy ze sprzężeniem zwrotnym oraz z układem neutralizującym

Rysunek 13-11b przedstawia układ wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym z niesymetrycznym obwodem wejściowym o sprzężeniu pojemnościowym. W celu uniknięcia zwierania napięcia sprzężenia zwrotnego lampa stopnia wzbudzającego powinna mieć dużą rezystancję wewnętrzną, a więc powinna to być pentoda lub tetroda, oraz obciążenie to powinno występować na cewce L_1 siatkowego obwodu rezonansowego. Na wyjściu wzmacniacza może być zastosowany jakikolwiek obwód (np. typu π lub inny), pod warunkiem zastosowania dzielonej pojemności, służącej do uzyskania wymaganego sprzężenia zwrotnego.

Wartość sprzężenia zwrotnego jest równa stosunkowi napięcia na cewce siatkowego obwodu rezonansowego do napięcia wielkiej częstotliwości występującego między siatką a katodą.

Współczynnik sprzężenia zwrotnego $= 20 \log \frac{U_{L1}}{U_{sk}}$ [dB]. Zmniejszenie względnego poziomu zniekształceń w takim układzie będzie w przybliżeniu równe wartości współczynnika sprzężenia zwrotnego.



Rys. 13-12. Wzmacniacz tetrodowy z uziemioną siatką ze sprzężeniem zwrotnym w.cz.

Rys. 13-12 przedstawia wzmacniacz tetrodowy z uziemioną siatką o sprzężeniu w.cz. podanym na siatkę sterującą [13-3]. Układ ten jest z powodzeniem stosowany w celu zmniejszenia nieliniowości charakterystyki prądu anodowego. Lampy o dużym wzmocnieniu, takie jak 4CX1000A oraz 4CX250B, najlepiej nadają się do pracy w tym układzie ze względu na niezbyt dużą moc wzbudzenia

oraz możliwość utrzymania małego prądu siatki sterującej i ekranującej. Korzystną cechą tego układu jest możność zastosowania bardzo niskiego napięcia siatki ekranującej, ponieważ w chwili przepływu impulsu prądu anodowego napięcie wielkiej częstotliwości występujące na katodzie dodaje się do składowej stałej napięcia ekranu. Przy niskim napięciu siatki ekranującej możliwe jest dobranie początkowego punktu pracy w pobliżu optymalnego punktu charakterystyki anodowej. Istotna zaleta omawianego układu polega na tym, że jednocześnie uzyskuje się pracę lampy w warunkach dobrej liniowości i osiąga się dalsze zmniejszenie zniekształceń dzięki sprzężeniu zwrotnemu.

Wielkość mocy wzbudzenia przechodzącej przez lampę wprost do obwodu anodowego jest określona napięciem wielkiej częstotliwości na jej katodzie. Napięcie to musi być zwiększone o wartość odpowiadającą zastosowanemu sprzężeniu zwrotnemu. Przy współczynniku sprzężenia zwrotnego wynoszącym 10 dB należałoby potroić moc sterowania, lecz rzeczywiście wymagany wzrost jest mniejszy, gdyż sprzężenie zwrotne zwiększa napięcie wielkiej częstotliwości na katodzie, co umożliwia zasilanie siatki ekranującej lampy niższym napięciem. Praca przy niższym napięciu siatki ekranującej umożliwia przyjęcie niższego przedpięcia siatki pierwszej, a to z kolei zmniejsza konieczną wartość napięcia wzbudzenia w.cz. występującego między siatką a katodą. Oznacza to, że jest wymagane mniejsze napięcie wzbudzenia katody, a więc moc wzbudzenia jest mniejsza, niż należałoby tego oczekiwać.

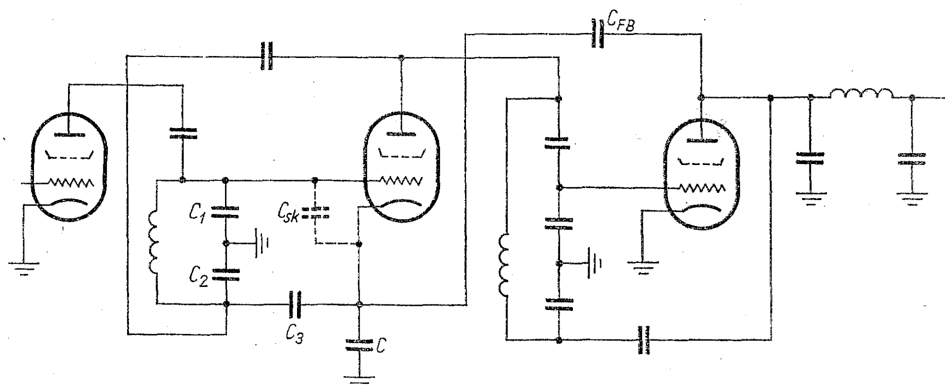
Możliwość uzyskania wysokiej jakości transmisji w tym układzie jest ograniczona przez nieliniowe obciążenie jego wejścia prądem siatek. Przy pracy w klasie AB nie płynie prąd siatki sterującej, natomiast płynie prąd siatki ekranującej. Prąd ten wzrasta zwykle bardzo szybko, gdy amplituda sygnału zbliża się do wartości maksymalnej. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego wielkiej częstotliwości nie daje zmniejszenia zniekształceń wywołanych tym zjawiskiem. Zniekształcenia te mogą być zmniejszone tylko przez ograniczenie amplitudy sygnału do wartości mniejszej niż dopuszczalna dla danej lampy oraz przez zastosowanie źródła sterującego o małej impedancji wewnętrznej. W celu uniknięcia zniekształceń fazowych powodowanych nieliniowym obciążeniem stopnia wzbudzającego, wynikającym z prądu siatki ekranującej oraz jakiejkolwiek nieliniowości charakterystyki prądu anodowego, całkowita „długość elektryczna" obwodu między siatką sterującą a anodą lampy wzmacniacza sterującego powinna być wielokrotnością 90°. Omawiano to w p. 13-6. W układzie tym mimo jego ograniczeń jest możliwe osiągnięcie małych zniekształceń (względny poziom zniekształceń mniejszy od —40 dB) przy stosunkowo dużym wzmocnieniu mocy (ponad 10).

13-10. Sprzężenie zwrotne obejmujące dwa stopnie

Często spotykanym układem, w którym stosuje się sprzężenie zwrotne obejmujące dwa stopnie, jest układ przedstawiony na rys. 13-13 [13-4]. Przy dwóch stopniach o dużym wzmocnieniu, wzmocnienie układu pozostanie duże, nawet jeśli zmniejszy się ono o 12 czy 15 dB wskutek zastosowania sprzężenia zwrotnego. Napięcie sprzężenia zwrotnego jest pobierane z anody wzmacniacza mocy i doprowadzane do katody lampy wzbudzającej. Wartość sprzężenia jest określona stosunkiem napięcia siatka-masa do napięcia siatka-katoda. Aby osiągnąć zadowalającą pracę układu, należy spełnić kilka warunków.

Pojemność dzielnika napięcia sprzężenia zwrotnego między katodą lampy sterującej a masą powinna być duża (rzędu 2000÷5000 pF w zakresie częstotli-

wości radiowych). Napięcie sprzężenia zwrotnego steruje katodę, która pobiera pewną moc. Rezystancja obciążająca, jaką przedstawia katoda lampy dla dzielnika napięcia, jest rzędu 20÷200Ω. Aby uniknąć znacznego przesunięcia fazy napięcia doprowadzonego do katody, reaktancja kondensatora katodowego powinna być dużo mniejsza. Gdy szeregowa reaktancja pojemnościowa w katodzie lampy jest duża, wzmacniacze wielkiej częstotliwości mają skłonność do niestabilności, co omówiono w p. 11-3.



Rys. 13-13. Wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym obejmującym dwa stopnie i obwodami neutralizującymi

Duża wartość pojemności C wymaga zastosowania dość dużej wartości pojemności C_{FB} w celu zapewnienia niezbędnego napięcia sprzężenia zwrotnego. Ponieważ pojemność ta jest włączona równolegle do wyjściowego obwodu anodowego i może zwiększyć pojemność obwodu do wartości większej niż wymagana, należy przyjąć rozsądny kompromis.

W celu zabezpieczenia się przed przenikaniem napięcia sprzężenia zwrotnego z katody lampy do obwodu siatkowego, niezbędna jest neutralizacja pojemności siatka-katoda. Warunkiem tej neutralizacji jest spełnienie zależności

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_{sk}}{C_3}$$

Wartości pojemności C_1 i C_2 nie muszą być jednakowe; zwykle pojemność C_2 jest około pięciokrotnie większa niż pojemność C_1. Pojemności siatka sterująca-anoda obu stopni muszą być również dokładnie zneutralizowane. Obwody neutralizujące są przedstawione na rysunku.

We wzmacniaczach średniej i dużej mocy istotne znaczenie ma fakt występowania na katodzie lampy sterującej znacznego napięcia w.cz. W przeciwieństwie do omówionego wyżej pojedynczego stopnia z uziemioną siatką ze sprzężeniem zwrotnym, napięcie wielkiej częstotliwości na katodzie lampy jest w takiej fazie, że odejmuje się w czasie przepływu impulsu prądu anody od składowej stałej napięcia siatki ekranującej. Może z tego wynikać konieczność stosowania wyższego napięcia siatki drugiej lampy stopnia wzbudzającego, w wyniku czego punkt na charakterystyce anodowej będzie leżał z dala od punktu pożądanego ze względu na zniekształcenia. W układzie tym można uniknąć wszystkich niepożądanych przesunięć fazy między napięciem anodowym stopnia sterującego a napięciem

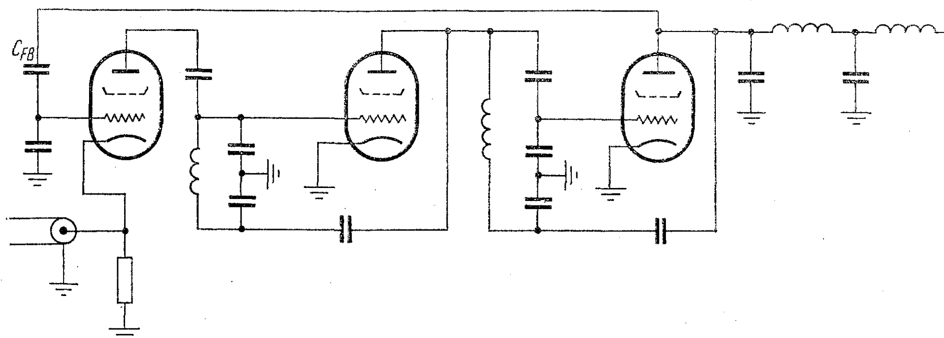
na siatce sterującej wzmacniacza mocy, dzięki bezpośredniemu sprzężeniu międzystopniowemu. Obniżenie napięcia czy też zmniejszenie impedancji może być dokonane za pomocą przedstawionego obwodu z dzieloną pojemnością. W celu uniknięcia przesunięcia fazy, wszelkie dodatkowe rezystancje tłumiące obwód powinny być dołączone między anodę stopnia sterującego a masę, a nie między siatkę a masę.

Obwód wejściowy nie jest objęty pętlą sprzężenia zwrotnego. Może on być sprzężony przez pojemność bezpośrednio z anodą lampy o dużej impedancji wyjściowej, takiej jak pentoda lub tetroda.

Właściwie zaprojektowany i zneutralizowany wzmacniacz dwustopniowy omawianego typu ma dobre parametry. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego zapewnia uzyskanie dużo mniejszych zniekształceń lub umożliwia utrzymanie dopuszczalnego poziomu zniekształceń przy pracy lamp w warunkach pełnego wykorzystania mocy. Dwustopniowy wzmacniacz tego rodzaju można uczynić całkowicie stabilnym, tak że drgania niepożądane nie wzbudzą się nawet po odłączeniu obciążenia ostatniego stopnia, ani przy dowolnym rozstrojeniu obwodu. Oprócz omówionego przesunięcia fazy występującego w obwodzie katody lampy stopnia wzbudzającego występują zawsze pewne pasożytnicze przesunięcia fazy, lecz przy starannym zaprojektowaniu układu straty własne obwodu wyjściowego na tyle zmniejszają wzmocnienie stopnia wyjściowego, że układ jest stabilny.

13-11. Sprzężenie zwrotne obejmujące trzy stopnie

Na rysunku 13-14 przedstawiono praktyczny układ wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym wielkiej częstotliwości, obejmującym trzy stopnie. Ponieważ sprzężenie zwrotne obejmuje trzy stopnie z obwodami rezonansowymi, nie może ono być

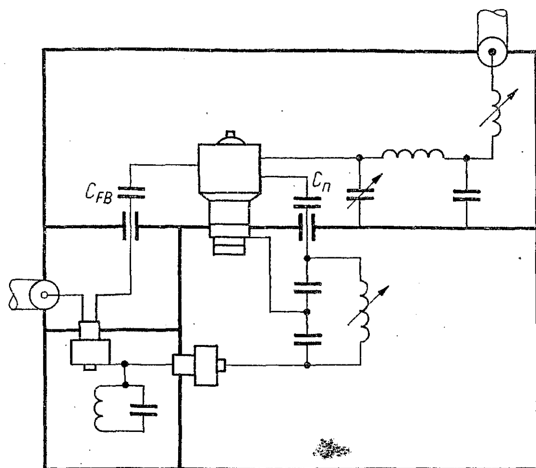


Rys. 13-14. Wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym obejmującym trzy stopnie i obwodami neutralizującymi

tak silne jak w układzie dwustopniowym, jeśli chcemy zapewnić wystarczający margines stabilności. Można jednak zastosować współczynnik sprzężenia zwrotnego rzędu 10÷12 dB, co umożliwia uzyskanie dobrych własności układu. Możliwe jest osiągnięcie bardzo dużego wzmocnienia mocy, dzięki czemu np. moc sterująca wzmacniacz 40 kW jest mniejsza niż 0,25 W. Wszystkie stopnie układu są objęte pętlą sprzężenia zwrotnego, a więc sprzężenie działa na każdy stopień

wzmacniacza. Impedancja wejściowa (katodowa) pierwszego stopnia jest bocznikowana rezystancją zapewniającą dopasowanie linii 50 Ω. Dzięki zastosowanemu sprzężeniu zwrotnemu, wpływ pojemności katoda-siatka (bocznikującej wejście wzmacniacza) jest znacznie zmniejszony. W porównaniu z układem, w którym to samo sprzężenie zwrotne obejmuje tylko dwa ostatnie stopnie, omawiany układ pracuje ze zmniejszonym (o wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego) poziomem napięcia w pierwszym stopniu. Z tego również powodu zniekształcenia wprowadzane przez ten stopień są mniejsze. Poziom sygnału podawanego na stopień wejściowy jest dostatecznie mały, a więc obciążenie wejścia prądem siatki ekranującej jest pomijalne. Pierwszy stopień nie wymaga neutralizacji, ponieważ zarówno katoda jak i siatka są bocznikowane bardzo małymi impedancjami. Z tego również powodu nie jest konieczne stosowanie w zakresie częstotliwości radiowych dość skomplikowanego obwodu neutralizacji pojemności siatka-katoda C_{sk}.

Inna zaleta układu polega na tym, że pojemność sprzężenia zwrotnego, która bocznikuje wyjściowy obwód rezonansowy jest zmniejszona w stopniu określonym wartością wzmocnienia pierwszego stopnia. Zmniejszenie pojemności sprzęgającej np. z 20 do 1 pF jest bardzo ważne przy częstotliwościach powyżej 20 MHz, gdyż umożliwia zmniejszenie pojemności wyjściowego obwodu rezonansowego i strat w tym obwodzie. Dzięki małej rezystancji w katodzie pierwszej lampy, jej pojemność katodowa wraz z wywołanym przez nią szczątkowym przesunięciem fazy jest oczywiście pomijalna. Unika się również zmiany wypadkowego napięcia siatki ekranującej w pierwszym stopniu. Rozwiązanie montażowe omówionego trzystopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym przedstawia rys. 13-15.



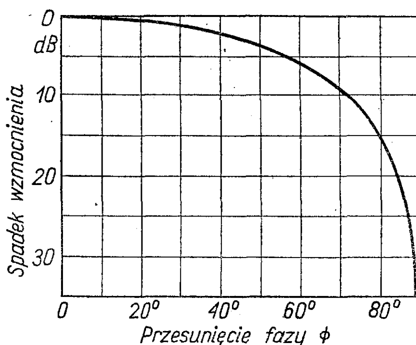
Rys. 13-15. Sposób montażu trzystopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym

Bardzo krótkie, bezpośrednie połączenia obwodów międzystopniowych oraz obwodu sprzężenia zwrotnego umożliwiają zminimalizowanie niepożądanego przesunięcia fazy. W celu uniknięcia niepożądanych sprzężeń, każdy stopień znajduje się w oddzielnej, całkowicie zaekranowanej przegrodzie. Wystarczający okazuje się pojedynczy ekran, mimo iż całkowite wzmocnienie mocy może przekroczyć 10^6.

13-12. Charakterystyka fazowo-amplitudowa obwodów rezonansowych wzmacniacza wielkiej częstotliwości

Stabilność liniowych wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym w.cz. zależy od fazowo-amplitudowej charakterystyki pętli sprzężenia zwrotnego, której kształt jest głównie określony własnościami międzystopniowych obwodów rezonansowych. Jest rzeczą oczywistą, że kondensatory odsprzęgające obwodów siatek ekranujących, anod oraz katod powinny mieć pomijalną reaktancję w całym zakresie częstotliwości pracy. Przewody łączące poszczególne stopnie powinny być możliwie krótkie, aby zapobiec wystąpieniu zjawisk charakterystycznych dla linii długiej, a przede wszystkim wystąpieniu dodatkowego przesunięcia fazy między napięciem anodowym poprzedniego a siatkowym następnego stopnia.

Rys. 7-11 przedstawia charakterystykę amplitudową bezstratnego równoległego obwodu rezonansowego zbocznikowanego stałą rezystancją, rys. 13-16 zaś — charakterystykę fazową tego układu. Dla częstotliwości rezonansowej obwodu impedancja ma tylko składową rzeczywistą. Powyżej częstotliwości rezonansowej impedancja zawiera składową pojemnościową, poniżej zaś — składową indukcyjną. Impedancja obwodu staje się czystą reaktancją a jej moduł maleje do zera przy częstotliwości zerowej i nieskończenie wielkiej, a więc wzmocnienie wzmacniacza pracującego z takim obwodem przy tych częstotliwościach będzie również równe zeru.

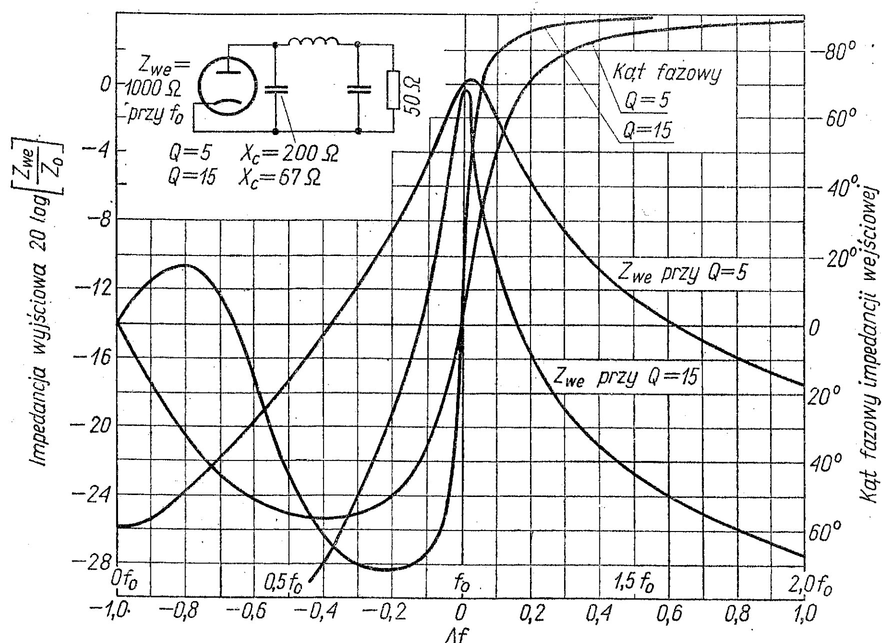


Rys. 13-16. Uniwersalna charakterystyka fazowo-amplitudowa pojedynczego obwodu rezonansowego. Tłumienie [dB] = $= 20 \log \cos\varphi$

Ponieważ rzeczywiste cewki mają pewną rezystancję, kąt fazowy impedancji rzeczywistego równoległego obwodu rezonansowego powraca do wartości zerowej przy częstotliwościach bliskich zeru. Również selektywność obwodu przy tych częstotliwościach nie jest nieskończenie wielka, lecz ograniczona wartością strat cewki. Jak podkreślono w p. 7-5, uniwersalne krzywe przedstawione na rys. 7-11 można stosować dla częstotliwości leżących powyżej rezonansu oraz z pewnym błędem — dla leżących poniżej rezonansu z wyjątkiem częstotliwości bliskiej zeru.

Charakterystyki amplitudy i fazy impedancji wejściowej złożonych rezonansowych obwodów dopasowujących (widziane od strony lampy w kierunku obciążenia) nie są symetryczne względem częstotliwości rezonansowej. Widać to wyraźnie na rys. 13-17, dotyczącym obwodu typu π o małej dobroci Q. Częstotliwość, przy której występuje maksimum impedancji, nie odpowiada dokładnie częstotliwości rezonansowej obwodu (rozumianej jako częstotliwość zerowego przesunięcia fazy), moduł zaś impedancji w pobliżu częstotliwości zerowej zamiast do zera dąży do 50Ω. Jednocześnie kąt fazowy impedancji dąży przy

częstotliwości zerowej do zera. W rzeczywistych obwodach charakterystyki te przebiegają nieco inaczej wskutek istnienia kondensatorów odsprzęgających oraz dławików w.cz., lecz powyższe rozważania pozostają słuszne w obrębie kilku oktaw wokół częstotliwości rezonansowej.



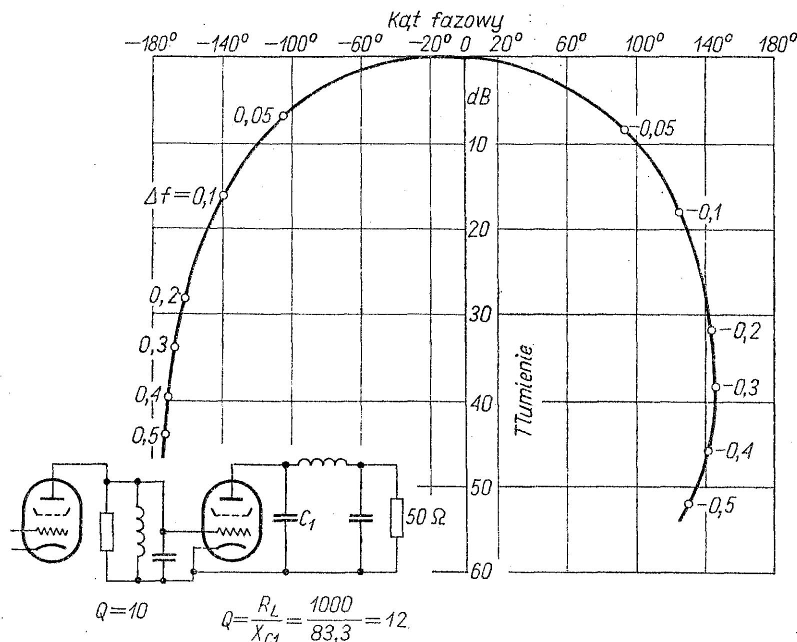
Rys. 13-17. Asymetria charakterystyki obwodu o małej dobroci Q, z obciążeniem dołączonym do jednej z gałęzi

13-13. Charakterystyki amplitudowo-fazowe dwustopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym

Charakterystyka amplitudowo-fazowa pętli sprzężenia zwrotnego dwustopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym przedstawionego na rys. 13-13 jest określona głównie przez impedancję widzianą od strony anody wzmacniacza mocy w kierunku obwodu wyjściowego oraz przez impedancję, jaką przedstawia dla lampy sterującej obwód międzystopniowy. Do uzyskania wypadkowej charakterystyki amplitudowo-fazowej wykorzystuje się krzywe z rys. 7-11,13-16 oraz 13-17. Wypadkowe charakterystyki uzyskuje się dodając wartości tłumień (w decybelach) oraz kątów fazowych. Rys. 13-18 przedstawia wypadkową charakterystykę amplitudowo-fazową przy dobroci obwodu międzystopniowego $Q = 10$ oraz obwodu wyjściowego $Q = 12$. Dla innej wartości dobroci obwodu międzystopniowego lub niewiele różniącej się częstotliwości rezonansowej wyniki będą nieco różne. Jeśli nie wystąpią dodatkowe niepożądane przesunięcia fazy w pętli sprzężenia zwrotnego, omawiany dwustopniowy wzmacniacz jest całkowicie stabilny, nawet po odłączeniu obciążenia od obwodu wyjściowego. Jednym ze źródeł niepożądanego przesunięcia fazy jest obciążenie rzeczywiste, jakie wprowadza do pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu sprzężenia zwrot-

nego rezystancja wejściowa katody lampy stopnia wzbudzającego. Przesunięcie to można zmniejszyć do kilku stopni stosując dzielnik złożony z małych reaktancji.

Wzmocnienie tetrodowego stopnia wyjściowego wzrasta prawie proporcjonalnie ze wzrostem modułu impedancji obwodu anodowego. Jeśli obciążenie zewnętrzne zostanie odłączone, obciążenie lampy określają straty cewki obwodu wyjściowego. Wartość równoważnej rezystancji można dokładnie obliczyć, lecz przeciętnie moc tracona w obwodzie wyjściowym wynosi 10% nominalnej mocy dostarczanej przez lampę w normalnych warunkach pracy. Odłączenie obciążenia antenowego powoduje około 10-krotny (tj. o 20 dB) wzrost wzmocnienia napięciowego. Jeśli współczynnik sprzężenia zwrotnego odpowiadający nominalnemu obciążeniu wyniósł 15 dB, przy braku obciążenia antenowego wzrośnie on do 35 dB. Oznacza to, że wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego musi spaść co najmniej o 35 dB, tj. 98,8%, zanim przesunięcie fazy osiągnie 180°. W omawianym przykładzie dodatkowe przesunięcie o 10° fazy w pętli sprzężenia zwrotnego spowodowałoby przy braku obciążenia niestabilność wzmacniacza. Sytuacja taka odpowiada przesunięciu o 10° skali kąta fazowego na wykresie z rys. 13-18.



Rys. 13-18. Wypadkowa charakterystyka amplitudowo-fazowa obwodu międzystopniowego i wyjściowego

Chociaż dwustopniowy wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym bez pasożytniczych przesunięć fazy jest bezwarunkowo stabilny, ważny jest również kształt jego charakterystyki przenoszenia. Wzmocnienie wzmacniacza ze sprzężeniem wrotnym jest określone dobrze znaną zależnością

$$K_{uw} = \frac{K_u}{1-K_u\beta}$$

w której:

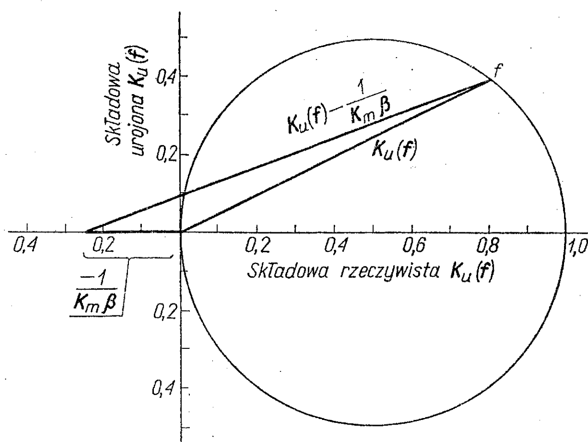
K_{uw} — zespolone wzmocnienie w obecności sprzężenia zwrotnego;

β — zespolony współczynnik sprzężenia zwrotnego.

Zwykle współczynnik sprzężenia zwrotnego β nie zależy od częstotliwości, K_u zaś można wyrazić jako iloczyn stałej K_m oraz funkcji częstotliwościowej $K_u(f)$, przy czym maksymalna wartość $|K_u(f)|$ wynosi 1. Zatem

$$|K_{uw}| = \frac{1}{|\beta|} \frac{K_u(f)}{K_u(f) - \frac{1}{K_m \beta}} \tag{13-1}$$

Tak więc wykres Nyquista wielkości $K_u(f)$ opisuje charakterystykę amplitudy i fazy układu w całym zakresie częstotliwości. Warto podkreślić, że wykres Nyquista wykonany dla równoległych obwodów rezonansowych, nie zawierających rezystancji w gałęzi indukcyjnej bądź pojemnościowej, ma postać okręgu, jak pokazano na rys. 13-19. W równaniu (13-1) $\boldsymbol{K}_u(f)$ jest wektorem łączącym



Rys. 13-19. Wykres Nyquista dla pojedynczego równoległego obwodu rezonansowego

początek układu współrzędnych z punktem f na krzywej, zaś $\boldsymbol{K}_u(f) - 1/\boldsymbol{K}_m\boldsymbol{\beta}$ jest wektorem łączącym punkt $(-1/K_m\beta, \text{j}0)$ z tym samym punktem f. Na rys. 13-19 $-1/\boldsymbol{K}_m\boldsymbol{\beta} = -0{,}25$. Tak więc sprzężenie zwrotne dla f_r jest równe

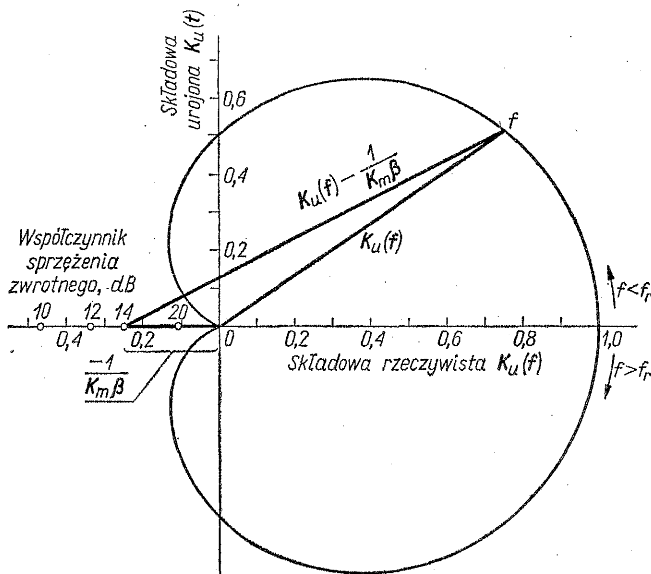
$$1 - \boldsymbol{K}_m\boldsymbol{\beta} = 1 + 1/0{,}25 = 5$$

czyli 14 dB. Zauważmy, że wektor $\boldsymbol{K}_u(f) - 1/\boldsymbol{K}_m\boldsymbol{\beta}$ ma zawsze większą długość niż $\boldsymbol{K}_u(f)$. Można wykazać, że dla takiego przypadku wykres Nyquista dla K_{uw} (wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą dla jednego stopnia) ma taki sam kształt kołowy jak $K_u(f)$, lecz pasmo jest poszerzone o $K_m\beta$.

Wykres Nyquista dla dwóch obwodów rezonansowych połączonych kaskadowo, ale odseparowanych[1]) otrzymuje się, mnożąc moduły wektorów odpowiadające tej samej częstotliwości i sumując ich kąty fazowe. Dla przypadku dwóch obwodów rezonansowych o identycznych dobrociach Q wykres Ny-

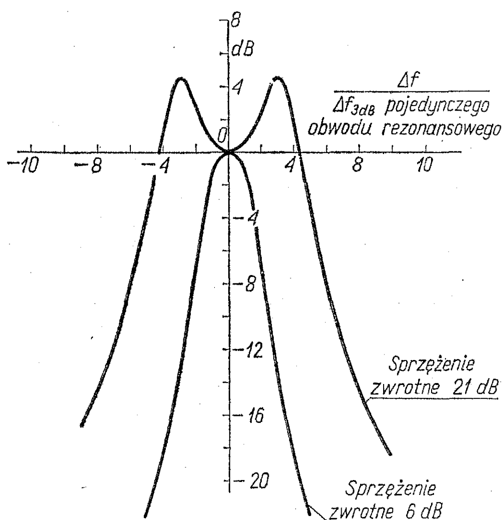
[1]) Tzn. że wyjściowa impedancja jednego z nich nie zmienia impedancji wejściowej drugiego (przyp. red.).

quista ma postać przedstawioną na rys. 13-20. Z rysunku tego wynika, że dla wszystkich częstotliwości, przy których składowa rzeczywista $K_u(f)$ leży z lewej strony punktu $-1/2\ K_m\beta$, wektor $\boldsymbol{K}_u(\boldsymbol{f})$ ma większą długość niż wektor $\boldsymbol{K}_u(\boldsymbol{f})-$



Rys. 13-20. Wykres Nyquista dla dwóch odseparowanych równoległych obwodów rezonansowych

$-1/\boldsymbol{K}_m\boldsymbol{\beta}$. Wynika stąd, że bezwzględna wartość K_{uw} będzie przy tych częstotliwościach większa niż w przypadku braku sprzężenia zwrotnego. Wywołuje to powstanie wzniesienia charakterystyki takie, jak pokazano na rys. 13-21.



Rys. 13-21. Idealna charakterystyka częstotliwościowa dwustopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym, z obwodami niezależnie strojonymi o jednakowych dobrociach

Wysokość wierzchołków zależy od wartości zastosowanego sprzężenia zwrotnego.

Zastosowanie obwodów o niejednakowych dobrociach Q prowadzi do wykresu Nyquista o kształcie pośrednim między wykresami pokazanymi na rys. 13-19 i 13-20. Wierzchołki nie będą więc tak wysokie jak w przypadku równych dobroci obwodów. Odległość między częstotliwościami wierzchołków zależy od dobroci obwodów oraz częstotliwości rezonansowej (roboczej) i w pewnym stopniu od wartości sprzężenia zwrotnego.

W praktyce odległość między wierzchołkami wynosi od 75 kHz do 1 MHz, tak że pasmo emitowane przez nadajnik zajmuje tylko małą część wklęśnięcia (siodła) charakterystyki. Wzniesienia charakterystyki powyżej i poniżej pasma sygnału powodują, że niepożądane składowe zniekształceń intermodulacyjnych i szumów o częstotliwościach leżących w obszarze tych wierzchołków są wzmacniane trochę silniej niż pożądany sygnał. Nie jest to pożądane, lecz również nie jest zbyt kłopotliwe, gdyż wierzchołki te są wystarczająco odległe od pasma sygnału pożądanego, aby obwody rezonansowe w stopniach poprzedzających mogły dobrze stłumić niepożądane sygnały i szumy na tych częstotliwościach.

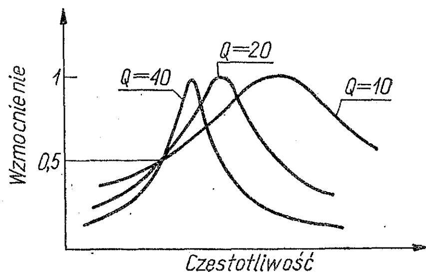
W praktyce wierzchołki rzadko mają jednakową wysokość, ze względu na niesymetrię charakterystyki amplitudowo-fazowej obwodu wyjściowego, niepożądane przesunięcie fazy w obwodzie sprzężenia zwrotnego oraz przypadkowe przesunięcie fazy w międzystopniowych obwodach rezonansowych. Wskutek tych odchyleń wykres Nyquista odbiega od przebiegu idealnego. Oszacowanie tych odchyłek umożliwia określenie symetrii charakterystyki częstotliwościowej Podobnie, jeśli chodzi o nadajnik, badanie charakterystyki częstotliwościowej daje wskazówki ilościowe o niepożądanym przesunięciu fazy, która ma wpływ na margines stabilności.

13-14. Charakterystyka amplitudowo-fazowa trzystopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym

Układ trzystopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym pokazany na rys. 13-14 zawiera dwa międzystopniowe obwody rezonansowe oraz obwód wyjściowy, określające charakterystykę amplitudowo-fazową. Każdy obwód może przesuwać fazę do 90°, zatem łączne przesunięcie fazy może być bliskie 270°. Jeśli wszystkie obwody rezonansowe mają takie same charakterystyki amplitudowo-fazowe, to maksymalne wzmocnienie dla danego przesunięcia fazy występuje wówczas, gdy przesunięcie fazy w każdym stopniu jest jednakowe. Oznacza to, że jeśli dobroci obwodów są różne, to obwody rezonansowe muszą być dostrojone do różnych częstotliwości, jak to pokazano na rys. 13-22, tak, aby każdy z nich dawał przesunięcie fazy 60°. Przy tym kącie fazowym wzmocnienie każdego stopnia jest zmniejszone o około 6 dB, tak że wypadkowe wzmocnienie zmniejsza się o 18 dB, co daje około 1/8 wzmocnienia maksymalnego. Wartość sprzężenia zwrotnego, które mogłoby sprowadzić wzmacniacz na granicę wzbudzenia (w przypadku takiego niekorzystnego rozstrojenia) wynosi 19,1 dB (przez wartość sprzężenia zwrotnego rozumie się tutaj wzmocnienie w pętli plus 1, co odpowiada wartości, o jaką są zmniejszane zniekształcenia).

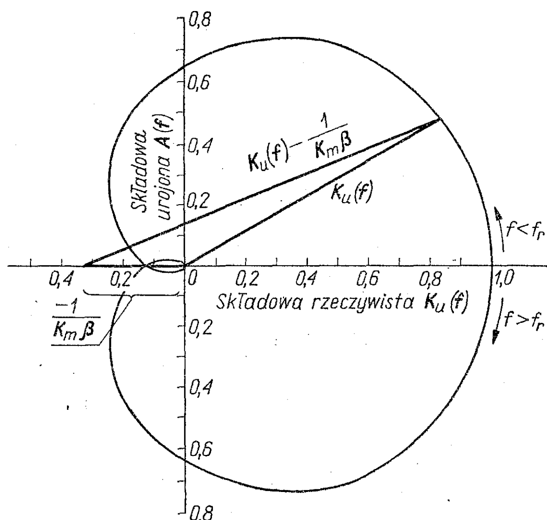
Dla zachowania stabilności pracy, wartość sprzężenia zwrotnego, jaką w praktyce można zastosować we wzmacniaczu, powinna być mniejsza od wyżej podanej o pewien margines stabilności, np. 6 dB, przy częstotliwości, dla której

przesunięcie fazy jest równe 180°. Powinien istnieć również fazowy margines stabilności, np. 30° przy częstotliwości, dla której wzmocnienie jest równe 1. Jeśli wzmacniacz mocy pracuje w klasie AB_2, w jego obwodzie siatkowym może wystąpić niewielkie, niepożądane przesunięcie fazy. W przypadku niesymetrycznego obwodu wyjściowego margines stabilności zmniejszy się o 2÷3 dB dla częstotliwości leżących powyżej rezonansu.



Rys. 13-22. Rozkład względnych częstotliwości rezonansowych obwodu, odpowiadający uzyskaniu maksimum wzmocnienia, przy częstotliwości, dla której łączne przesunięcie fazy wynosi 180°

Margines stabilności (wzmocnienia) można zwiększyć stosując obwody o znacznie różniących się dobrociach, i sprzęgając je mechanicznie tak, że pozostają one zawsze dostrojone do tej samej częstotliwości. Np. jeśli dobroć jednego obwodu międzystopniowego jest 10-krotnie większa niż drugiego i częstotliwości ich dostrojenia są zawsze identyczne, to w najniekorzystniejszym przypadku rozstrojenia tych obwodów względem obwodu wyjściowego granica niestabilności występuje przy sprzężeniu zwrotnym równym 26,1 dB.

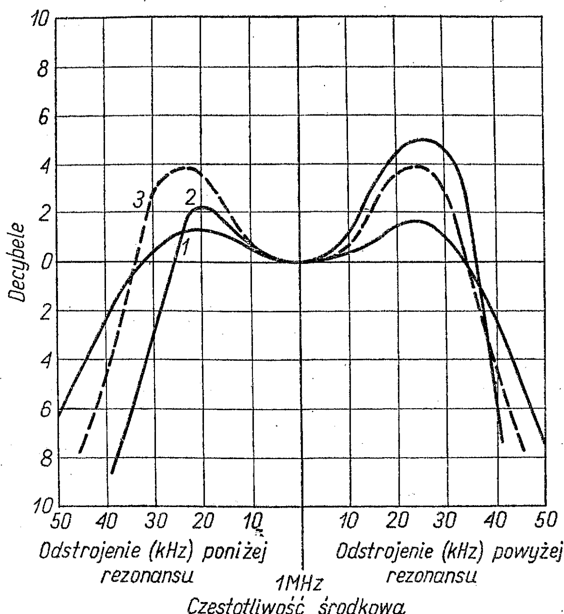


Rys. 13-23. Wykres Nyquista dla trzech odseparowanych, równoległych obwodów rezonansowych o jednakowych dobrociach

Rysunek 13-23 przedstawia wykres Nyquista dla trzech równoległych obwodów rezonansowych o jednakowych dobrociach Q. W przypadku obwodów o różnych dobrociach lub lekkiego rozstrojenia jednego z nich wykresy Nyquista

są krzywymi, które leżą wewnątrz przedstawionego wykresu. Przedstawiony wykres wykonano dla przypadku 12-decybelowego sprzężenia zwrotnego.

Na rysunku 13-24 pokazano trzy przykłady charakterystyki częstotliwościowej trzystopniowych wzmacniaczy w.cz. Charakterystyka jest niemal symetryczna, jeśli wszystkie obwody są prostymi, równoległymi obwodami rezonansowymi.



Rys. 13-24. Charakterystyki częstotliwościowe trzystopniowego wzmacniacza w.cz. ze sprzężeniem zwrotnym *1* — π—L: $Q = 10$; jeden obwód międzystopniowy: $Q = 10$; drugi obwód międzystopniowy: $Q = 40$; sprzężenie zwrotne 9,6 dB; *2* — π—L: $Q = 10$; jeden obwód międzystopniowy: $Q = 10$; drugi obwód międzystopniowy: $Q = 20$; sprzężenie zwrotne 10 dB; *3* — trzy równoległe obwody rezonansowe, każdy o dobroci $Q = 20$; sprzężenie zwrotne 9,6 dB

Jeśli stosuje się asymetryczny obwód wyjściowy, np. połączenie obwodów typu π i L, wierzchołek krzywej wzmocnienia z jednej strony rezonansu jest wyższy niż z drugiej. Wysokość wierzchołków można wyrównać przez rozstrojenie, lecz jest to raczej rzadko wymagane.

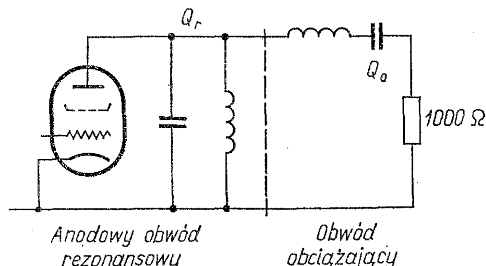
13-15. Wpływ obciążenia anteną stanowiącą obwód o dużej dobroci

Omawiane uprzednio charakterystyki amplitudowo-fazowe obwodów wyjściowych dotyczyły przypadku obciążenia obwodu rezystancją. Warunek ten jest spełniony w praktyce wówczas, gdy stosuje się anteny szerokopasmowe. Dość często stosuje się anteny o dużej dobroci Q, takie jak 10-metrowa giętka antena prętowa ze sprzęgaczem antenowym.

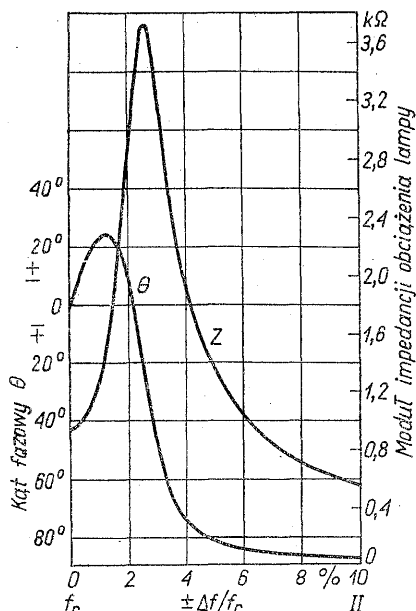
W celu zwiększenia tłumienia harmonicznych lub umożliwienia pracy dwóch lub więcej nadajników na wspólną antenę mogą być również włączane między wzmacniacz mocy a antenę obwody rezonansowe o dużej dobroci. W pewnych

warunkach impedancja obciążenia wzmacniacza mocy z jednej strony częstotliwości rezonansowej może bardzo wzrosnąć. Oczywiście oddziałuje to na charakterystykę amplitudowo-fazową wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym, a zatem i na stabilność pętli sprzężenia zwrotnego.

Dla zilustrowania tego zagadnienia na rys. 13-25 przedstawiono prosty układ. Obwód rezonansu równoległego jest dołączony do zacisków anoda-katoda lampy, a impedancja obciążenia składa się z rezystancji 1000 Ω włączonej szeregowo z obwodem rezonansu szeregowego. Analiza takiego obwodu wykazuje, że jeśli dobroć obwodu obciążającego jest duża w porównaniu z dobrocią obwodu równoległego, to impedancja obciążenia lampy z obu stron częstotliwości rezo-



Rys. 13-25. Równoległy obwód anodowy obciążony szeregowym obwodem rezonansowym

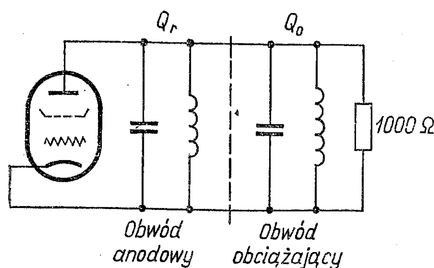


Rys. 13-26. Moduł i kąt fazowy impedancji obciążającej lampę układu przedstawionego na rys. 13-25, w przypadku gdy $Q_r = 10$, $Q_o = 40$

nansowej gwałtownie rośnie. Przy rezonansie, obciążeniem lampy jest rezystancja 1000 Ω, zbocznikowana rezystancją dynamiczną równoległego obwodu rezonansowego. Rys. 13-26 przedstawia moduł i kąt fazowy impedancji widzianej przez lampę, w przypadku gdy dobroć równoległego obciążonego obwodu rezonansowego Q_r wynosi 10, a dobroć dwójnika szeregowego $Q_r = 40$. Należy zauważyć, że moduł impedancji, a zatem i wzmocnienie przy odstrojeniu $\frac{\Delta f}{f} =$ $= 6{,}3\%$ są takie same jak przy rezonansie, lecz kąt fazowy obciążenia lampy jest równy 85°. Oczywiście komplikuje to poważnie problem stabilności w przypadku zastosowania napięciowego sprzężenia zwrotnego w.cz.

Gdyby obciążenie było równoważne równoległemu obwodowi rezonansowemu z rezystancją bocznikującą (rys. 13-27), wówczas obciążenie lampy można by zastąpić pojedynczym obwodem rezonansowym o dobroci Q zależnej od dobroci Q_r i Q_r zbocznikowanym rezystancją obciążenia wynoszącą 1000 Ω. Nie stwarza to oczywiście żadnych problemów stabilności.

Załóżmy teraz, że między anodowy obwód rezonansowy a rezystancję obciążenia z rys. 13-27 wtrącono linię długą o impedancji falowej $Z_0 = 1000$ Ω.



Rys. 13-27. Równoległy obwód rezonansowy obciążony również obwodem równoległym

Rys. 13-28. Miejsca geometryczne impedancji równoległego i szeregowego obwodu rezonansowego na wykresie Smitha

Gdy długość tej linii jest równa 0,25 długości fali, obciążenie lampy będzie miało podobny charakter jak w przypadku układu pokazanego na rys. 13-25. Można się o tym dokładniej przekonać, badając wykres impedancji szeregowego i równoległego obwodu rezonansowego na wykresie Smitha (rys. 13-28). Każdy z tych obwodów po przetransformowaniu przez linię ćwierćfalową będzie równoważny drugiemu. Wyniki byłyby podobne, gdyby linię tę zastąpić równoważnym obwodem o stałych skupionych. Bardziej dokładną analizę systemów obwodów wyjściowych i sprzęgaczy antenowych pozostawia się czytelnikowi. Pamiętając o zasadach pracy i ograniczeniach różnych wzmacniaczy liniowych, anten oraz systemów sprzężeń z anteną można uniknąć potencjalnych trudności związanych z problemem stabilności wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym. Ogólnie oznacza to, że „długość elektryczna" układu i linii przesyłowej do obwodu obciążenia, który ma dobroć większą od dobroci obwodu anodowego, nie może być dowolna.

Literatura

13-1. W. B. Bruene: Linear Power Amplifier Design. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1754–1759.

13-2. E. Green: Design of Linear Amplifiers for Single-sideband Transmitters. *Marconi Rev.*, January and March 1947, pp. 11–16.

13-3. W. B. Bruene: Linear Low-input R. F. Impedance Amplifier. U. S. Patent 2.980.862.

13-4. W. B. Bruene: Linear Power Amplifiers for SSB Transmitters. *Electronics*, August 1955, p. 124.

13-5. W. B. Bruene: Distertion Reducing Means for Single-sideband Transmitters. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1760–1765.

14. UKŁADY LINIOWYCH WZMACNIACZY MOCY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

14-1. Jednostopniowy wzmacniacz triodowy z uziemioną siatką

Jeden z prostszych układów liniowego wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości jest pokazany na rys. 14-1. W układzie tego typu można uzyskać wzmocnienie mocy rzędu 10 do 20. Ten prosty i stabilny układ jest popularny w urządzeniach amatorskich, w których służy do zwiększania mocy 100-watowych stopni wzbudzających do poziomu kilowata. Jeśli względny poziom zniekształceń intermodulacyjnych wzbudnika nadajnika jest mniejszy od —35 dB, w układzie tym można uzyskać względny poziom zniekształceń wynoszący —30 dB.

Zastosowanie we wzmacniaczu lampy z zerowym przedpięciem siatki eliminuje potrzebę stosowania źródła napięcia ujemnego. Lampami z zerowym przedpięciem, nadającymi się do zastosowania w omawianym układzie, są lampy typu: 811A, 3-400Z, 3X3000F7 oraz 3CX10000A7. W układzie tego rodzaju można stosować również lampy o średniej wartości współczynnika amplifikacji K_a, co wymaga jednak zastosowania zasilacza przedpięcia siatkowego i siatkowych kondensatorów odsprzęgających.

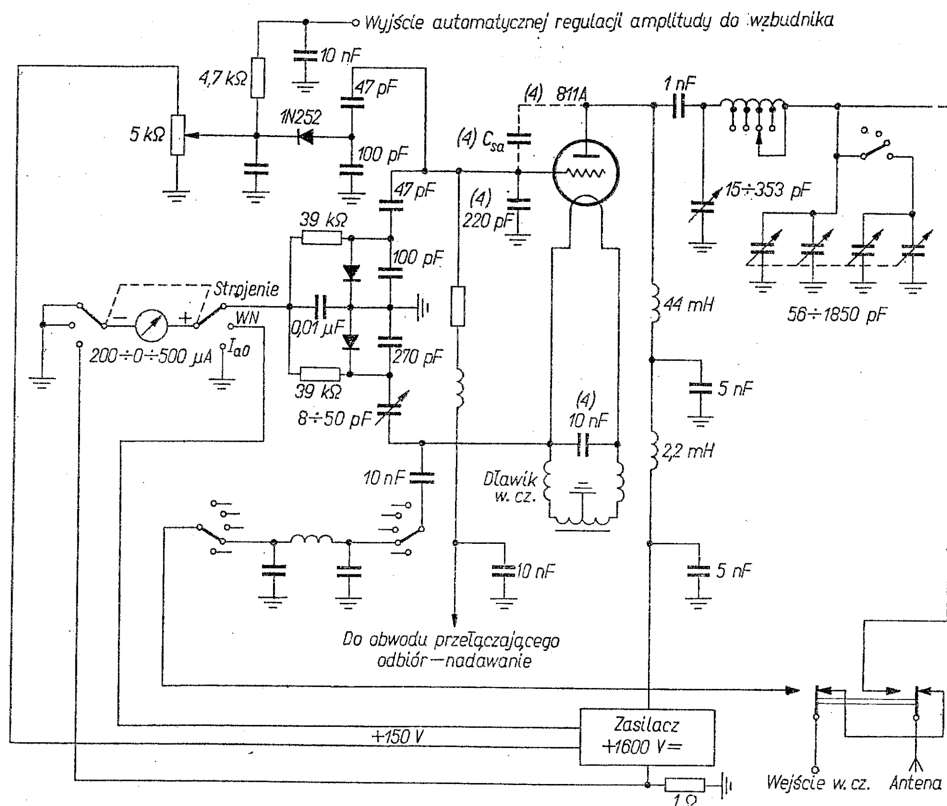
W układzie z zerowym przedpięciem prąd siatkowy płynie prawie przez pół okresu, wskutek czego składowa podstawowa tego prądu jest duża. Impedancja obciążająca źródło wzbudzenia wynikająca z przepływu prądu siatki jest zatem mniej nieliniowa i wywoływane nią zniekształcenia są mniejsze.

Na schemacie przedstawionym na rys. 14-1 jest pokazany dławik żarzeniowy nawinięty bifilarnie. W stopniach większej mocy, żeby uzyskać małą pojemność uzwojenia żarzenia względem masy, zamiast dławika stosuje się czasami specjalnie nawinięte transformatory żarzenia z izolacją o małych stratach. Transformator żarzenia eliminując konieczność stosowania dławików w.cz. w przewodach żarzenia obciążonych dużym prądem, eliminuje związany z tym spadek napięcia żarzenia.

Dla właściwej pracy wzmacniacza niezbędne jest włączenie w obwód katody obwodu rezonansowego [14-1]. Moc wzbudzająca katodę musi być dostarczona w czasie ujemnej połówki katodowego napięcia w.cz. Znaczne zniekształcenie napięcia wejściowego w układzie bez obwodu rezonansowego w katodzie, zmniejsza sprawność anodową i powoduje powstanie zniekształceń sygnału. Obwód rezonansowy będzie starał się utrzymać sinusoidalność napięcia w.cz. na katodzie i znacznie zmniejszy te niepożądane zjawiska. Katodowy obwód rezonan-

sowy o dobroci $Q = 1$ daje pewną poprawę, lecz do uzyskania dobrych wyników jest wymagana dobroć co najmniej $Q = 3$.

Obwód wyjściowy stopnia wzbudzającego w układzie π może spełnić funkcję katodowego obwodu rezonansowego pod warunkiem, że długość kabla od układu π do katody jest mniejsza niż $^{1}/_{20}$ długości fali. Kondensator wyjściowy układu π stanowi dla mniejszych częstotliwości harmonicznych małą reaktancję pojemnościową między katodą wzmacniacza a masą.



Rys. 14-1. Uproszczony schemat liniowego wzmacniacza mocy z uziemioną siatką

Często, gdy ma być pokrytych kilka wąskich pasm częstotliwości, dla każdego pasma jest stosowany oddzielny przełączany obwód rezonansowy o małej dobroci. Układ tego rodzaju pokazano na rys. 14-1. W każdym pasmie powinna być dobrana maksymalna dobroć, odpowiadająca małemu wejściowemu współczynnikowi fali stojącej. Sposób ten jest często stosowany w urządzeniach amatorskich, gdyż upraszcza układ eliminując potrzebę stosowania w katodzie strojonego obwodu rezonansowego.

W układzie ze strojonym wejściowym obwodem katodowym najlepszym wskaźnikiem dostrojenia jest detektor fazy. Jego zadaniem jest wskazywanie przesunięcia fazy prądu i napięcia na zaciskach wejściowych. Przy dokładnym

dostrojeniu katodowego obwodu rezonansowego prąd i napięcie będą w fazie. Jeśli obwód nie jest dostrojony, a zostanie doprowadzone napięcie wzbudzenia, wskazówka miernika detektora fazy wychyli się z położenia zerowego. Właściwe dostrojenie uzyskuje się sprowadzając wskazówkę miernika do zera za pomocą organu regulacji dostrojenia.

Jako wskaźnik właściwego dopasowania wejściowej linii zasilającej może być użyty watomierz kierunkowy lub miernik współczynnika fali stojącej. Dopasowanie impedancji musi być wykonywane po załączeniu obciążenia anodowego lampy.

Watomierz kierunkowy lub miernik współczynnika fali stojącej mógłby być również użyty jako wskaźnik rezonansu. Rezonans zachodzi, gdy jest wskazywana najmniejsza moc odbijana lub najmniejszy współczynnik fali stojącej. Jednak w układach z katodowymi obwodami rezonansowymi o małej dobroci, w wejściowej linii zasilającej może wystąpić znaczny poziom drugiej harmonicznej prądu, powodując duże wskazania mocy i niewłaściwe wskazania warunków dopasowania. Wskaźnik strojenia i dopasowania obwodu wyjściowego jest tego samego typu co pokazany na rys. 10-9 i omówiony w p. 10-4.

Na rys. 14-1 pokazano sposób włączenia miernika prądu anodowego. W układzie tym miernik jest na potencjale masy, co jest bardzo istotne w przypadku montażu mierników na płycie czołowej.

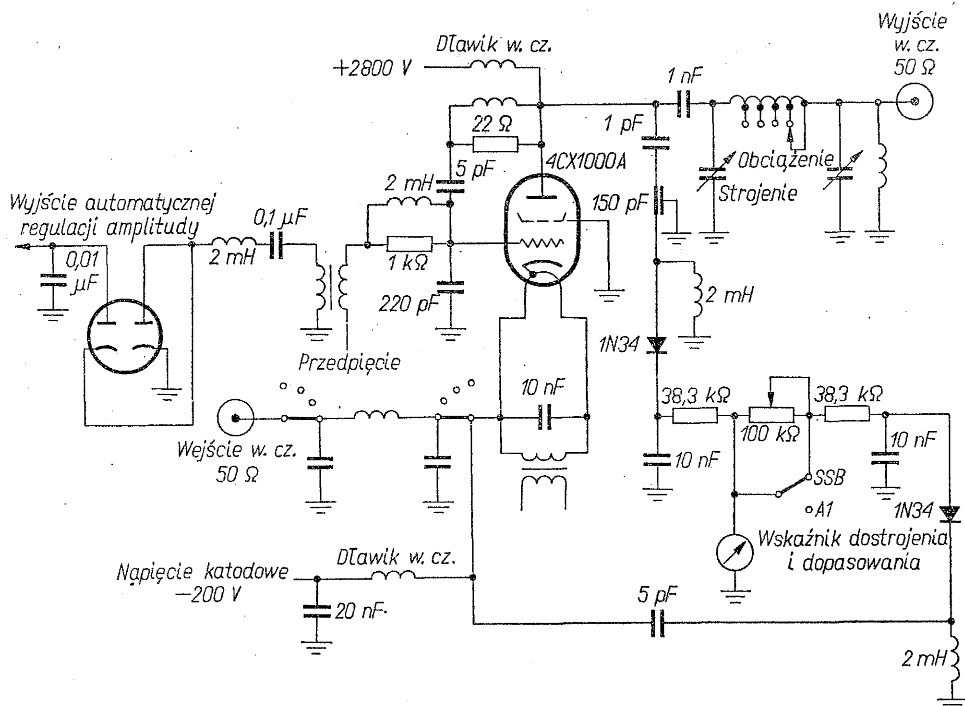
Równolegle do miernika, w celu zapobieżenia możliwości pojawienia się wysokiego napięcia na jego zaciskach w przypadku, gdyby obwód miernika został przerwany, powinien być załączony opornik o rezystancji około 100 razy większej od rezystancji wewnętrznej miernika. Wadą pokazanego układu pomiarowego jest to, że w pozycji pomiaru prądu anody przez miernik będzie płynął prąd w przypadku powstania łuku lub zwarcia obwodu wysokiego napięcia do masy. Na ogół, jeśli kondensator filtru nie jest zbyt duży i jeśli w szereg z drogą rozładowania jest włączony opornik ograniczający, nie spowoduje to zniszczenia miernika.

14-2. Jednostopniowy wzmacniacz tetrodowy z uziemioną siatką ze sprzężeniem zwrotnym

Typowy schemat takiego wzmacniacza pokazano na rys. 14.2. Warunki pracy lampy w układzie tego rodzaju omówiono w p. 9-7. Wymagana wartość napięcia ekranu jest mniejsza niż w układzie z uziemioną katodą o wartość amplitudy napięcia wzbudzającego w.cz. doprowadzanego do katody. Sprzężenie zwrotne w.cz. jest podawane na siatkę sterującą za pomocą pojemnościowego dzielnika napięcia. Tetroda 4CX1000A ma bardzo duże nachylenie charakterystyki S_a, tak że przy 6-decybelowym sprzężeniu zwrotnym można uzyskać wzmocnienie mocy 15 do 20 razy. Można zastosować jeszcze silniejsze sprzężenie zwrotne (do 15 dB) i uzyskać w ten sposób bardzo małe zniekształcenia. Przy tak silnym sprzężeniu zwrotnym moc wyjściowa jest jednak mniejsza od połowy mocy maksymalnej uzyskiwanej z danej lampy.

W przypadku osiągnięcia maksymalnej mocy wyjściowej oraz przy dużej amplitudzie anodowego napięcia w.cz., prąd ekranu zaczyna gwałtownie wzrastać. Powoduje to nieliniowe obciążenie obwodu wejściowego, który oddziałuje na wzmacniacz wzbudzający i wytwarza zniekształcenia. Sprzężenie zwrotne w.cz. w stopniu z lampą 4CX1000A poprawia tylko liniowość samego wzmacniacza, a nie zmniejsza tego nieliniowego obciążenia stopnia wejściowego.

Zniekształcenia wywołane nieliniowym obciążeniem prądem ekranu można zmniejszyć stosując źródło wzbudzenia o małej rezystancji wewnętrznej. Własności wzmacniacza wzbudzającego ze sprzężeniem zwrotnym w.cz. mogą być zbliżone do własności źródła napięciowego. Jeśli zastępcza „długość elektryczna" układu między anodą stopnia wzbudzającego a katodą 4CX1000A będzie równa parzystej wielokrotności 180°, uzyska się żądaną małą wartość zastępczej rezystancji źródła wzbudzenia. Rozwiązanie takie eliminuje również zniekształcenia



Rys. 14-2. Uproszczony schemat tetrodowego liniowego wzmacniacza mocy z uziemioną siatką, ze sprzężeniem zwrotnym w.cz.

fazowe, co omówiono w p. 13-6. Można to osiągnąć przez zastosowanie określonej długości kabla sprzęgającego i rezonansowego obwodu katodowego, tak aby uzyskać zastępczą „długość elektryczną" (z uwzględnieniem układu wyjściowego stopnia wzbudzającego typu π) równą w każdym pasmie amatorskim całkowitej wielokrotności 180°. Można stosować również inne długości kabli sprzęgających, jeśli wywołany tym wzrost zniekształceń jest do przyjęcia. Dla każdego pasma jest włączany oddzielny katodowy obwód rezonansowy. Dobroć obwodu w każdym pasmie jest wybierana kompromisowo biorąc pod uwagę uzyskanie odpowiednich warunków pracy lampy i jednocześnie dostatecznie małego wejściowego współczynnika fali stojącej.

Wartość znamionowa prądu siatkowego lampy 4CX1000A jest równa zeru, lecz dopuszczalne są prądy do kilku miliamperów. Wzmacniacz ten pracuje w klasie AB_1, na granicy prądu siatki przy maksymalnym wysterowaniu. Na-

pięcie automatycznej regulacji amplitudy jest wytwarzane z małego prądu siatki (części miliampera) płynącego przy szczytach sygnału. Tego typu układ automatycznej regulacji amplitudy reguluje wzmocnienie wzbudnika tak, aby utrzymywać maksymalne chwilowe wartości napięcia sygnału na granicy prądu siatki, oraz zabezpiecza lampy przed nadmiernym przesterowaniem w zakres prądu siatki.

W niektórych egzemplarzach lamp 4CX1000A występuje mały ujemny prąd siatki powstający wskutek emisji z siatki. Wzrasta on ze wzrostem prądu anodowego. Jeśli w obwodzie siatki jest załączona duża rezystancja dla prądu stałego, np. 40 kΩ, może powstać zjawisko lawinowe, którego mechanizm powstawania jest następujący: przepływ ujemnego prądu siatki przez rezystancję obwodu siatki wytwarza dodatnie napięcie siatkowe. Napięcie to powoduje wzrost prądu anodowego, który z kolei wywołuje większy ujemny prąd siatki. Powstaje zjawisko lawinowe i następuje zadziałanie przekaźnika nadmiarowego lub przepalenie bezpieczników w zasilaczu mocy. Omawiane zjawisko zwykle potęguje się w miarę starzenia lampy. Jednym z rozwiązań problemu jest zapewnienie małej rezystancji dla prądu stałego (mniejszej od 2 kΩ) w obwodzie prądu siatki.

We wzmacniaczu, w którym napięcie automatycznej regulacji poziomu (ARP) jest wytwarzane z małych dodatnich impulsów prądu siatkowego, konieczne jest włączenie w szereg z siatką bardzo dużej rezystancji, tak aby mały prąd siatkowy wytwarzał duże napięcie automatycznej regulacji poziomu. Wymaganie małej rezystancji dla ujemnego prądu siatki i dużej rezystancji dla dodatniego prądu siatki jest spełnione przez włączenie w obwód siatkowy małej diody półprzewodnikowej. Nie jest to pokazane na rys. 14-2. Nawiasem mówiąc, w nadajnikach A1 i FM z lampą 4CX1000A stosuje się diodę załączoną w szereg z dużym siatkowym opornikiem upływowym. Dzięki temu lampa, mimo że pracuje na granicy prądu siatkowego, jest zabezpieczona przed uszkodzeniem wskutek zjawiska lawinowego wywołanego małymi ujemnymi prądami, które może powstać w pewnych warunkach w czasie kluczowania lub włączania.

W prostym obwodzie wyjściowym typu π stosuje się zmienne kondensatory i cewkę obwodu rezonansowego przełączaną przy zmianie pasma. Obwód anodowy stroi się na maksimum amplitudy anodowego napięcia w.cz., a dopasowanie obciążenia uzyskuje się przez dobranie takich warunków, aby uzyskać odpowiedni stosunek napięcia wzbudzającego w.cz. do anodowego napięcia w.cz. Układ wskaźnika strojenia i dopasowania jest taki sam jak omawiany w p. 14-1 i 10-2. Ważne jest, aby w układzie nie występowały pasożytnicze rezonanse, o częstotliwościach odpowiadających drugiej lub trzeciej harmonicznej częstotliwości pracy. Obecność takiego rezonansu wywołuje powstanie w obwodzie anodowym dużego napięcia harmonicznych, które są przyczyną błędnych wskazań miernika, zmniejszenia sprawności lampy oraz spadku mocy wyjściowej.

W celu osiągnięcia lepszego odseparowania obwodów wejściowych i wyjściowych w całym zakresie częstotliwości (z częstotliwościami pasożytniczymi włącznie), siatka ekranująca jest dołączona bezpośrednio do masy. Napięcie tej siatki uzyskuje się przez zasilanie katody napięciem ujemnym 200 V względem masy. Zasilacz napięcia siatkowego daje przedpięcie ujemne względem masy, o wartości zbliżonej do potencjału katodowego —200 V. Napięcie zasilające anodę 2800 V oraz napięcia zasilające katodę 200 V dają w sumie całkowite napięcie anody względem katody równe 3000 V.

14-3. Dwustopniowy wzmacniacz tetrodowy ze sprzężeniem zwrotnym

Uproszczony schemat takiego wzmacniacza przestrajanego w zakresie 2 do 30 MHz, przeznaczonego dla lotnictwa i łączności ruchomej pokazano na rys. 14-3. Daje on moc 1 kW PEP. Stopień końcowy pracuje na trzech połączonych równolegle lampach 7580 (z rodziny 4CX250B). W stopniu wzbudzającym zastosowano dwie lampy 6CL6 połączone równolegle. Sprzężenie zwrotne w.cz. jest pobierane z anod wzmacniacza mocy i podawane na katody stopnia wzbudzającego w sposób omówiony w p. 13-10.

Sygnał wejściowy o mocy około 0,2 W z kabla o impedancji 50 Ω jest doprowadzany do siatek stopnia wzbudzającego przez transformator szerokopasmowy. Zapewnia to łagodny wzrost napięcia wzbudzającego, który jest ograniczony przez parametry lampy i pojemności montażu między siatką a masą. Mała wartość impedancji wejściowej jest pożądana ze względu na zmniejszenie wpływu nieliniowości impedancji wejściowej lampy. Jest również pożądana stosunkowo mała wartość współczynnika fali stojącej wejściowego kabla sprzęgającego. Transformator szerokopasmowy ułatwia neutralizację sprzężenia pojemnościowego katoda-siatka i sprzężenia pojemnościowego anoda-siatka stopnia wzbudzającego.

Obwód rezonansowy między stopniami wzmacniacza zawiera cztery kondensatory przełączane zależnie od wykorzystywanego pasma. Informacja do przełączania pasm jest podawana ze wzbudnika, a więc obwody przełączają się automatycznie po wybraniu częstotliwości we wzbudniku. Strojenie odbywa się za pomocą cewki obwodu rezonansowego o zmiennej indukcyjności. Cewka jest dostrajana automatycznie za pomocą detektora fazy i serwosystemu. Detektor fazy otrzymuje informację o napięciu w.cz. panującym w obwodzie siatka-katoda stopnia wzbudzającego oraz informację o prądzie w.cz. płynącym w cewce obwodu rezonansowego między stopniami. Na wyjściu detektora fazy powstaje dodatnie lub ujemne napięcie, które powoduje poszukiwanie rezonansu przez silnik, jak to omówiono w p. 10-2.

Obwód wyjściowy jest obwodem typu π i służy do właściwego dopasowania wzmacniacza mocy do obciążenia kabla 50 Ω. Eliminuje to potrzebę regulacji dopasowania. Kondensatory obwodu rezonansowego są również przełączane zależnie od pasma. Przełączane w zależności od pasma cewki równoległe do obwodu π umożliwiają utrzymanie stałości dopasowania impedancji wewnątrz każdego pasma. Układ jest automatycznie strojony za pomocą cewki o zmiennej indukcyjności napędzanej serwosystemem. Detektor fazy, który steruje serwosystem, otrzymuje informację o prądzie w.cz. płynącym w cewce obwodu rezonansowego stopnia wzbudzającego i o napięciu anodowym w.cz. wzmacniacza mocy. Powoduje on przestrajanie cewki obwodu wyjściowego do chwili, gdy napięcie anodowe w.cz. wzmacniacza mocy będzie przesunięte w fazie o 180° względem napięcia siatkowego w.cz.

W nadajnikach lotniczych i ruchomych są stosowane sprzęgacze antenowe, które dopasowują każdą z kilku stosowanych anten do 50 Ω kabla zasilającego. Uzyskane w ten sposób dopasowanie za pomocą sprzęgacza antenowego nie wymaga powtarzania we wzmacniaczu mocy, w którym można zastosować prostszy obwód wyjściowy, opisany powyżej.

Ponieważ lampy o dużym nachyleniu, takie jak 7580, znacznie zmieniają swoje charakterystyki, niezbędna lub co najmniej pożądana jest ich symetryzacja w pewnych granicach.

Rys. 14-3. Uproszczony schemat dwustopniowego wzmacniacza mocy w.cz. przeznaczonego dla służb ruchowych

Na schemacie nie pokazano układu symetryzacji. Symetryzację przeprowadza się w dwóch etapach. Najpierw doprowadza się maksymalne napięcie ekranu do wszystkich lamp i tak reguluje wspólne przedpięcie siatek, by przez lampę mającą w tych warunkach najmniejszy prąd katodowy popłynął bez wysterowania żądany prąd katodowy. Następnie napięcia ekranów pozostałych dwu lamp są indywidualnie obniżane tak, by przez każdą z nich płynął bez wysterowania również żądany prąd katodowy.

Napięcie ARP do regulacji wyjściowego poziomu stopnia wzbudzającego jest uzyskiwane z detektora diodowego z progiem działania. Detektor ten jest sterowany napięciem w.cz. z anody wzmacniacza mocy.

14-4. Trzystopniowy wzmacniacz tetrodowy ze sprzężeniem zwrotnym

Na rys. 14-4 pokazano uproszczony schemat 45-kilowatowego nadajnika. Do wzmocnienia sygnału wejściowego o poziomie 0,2 W do 45 kW PEP zastosowano trzy stopnie wzmocnienia. Układ sprzężenia zwrotnego, jego własności i dane omówiono w rozdz. 13.

Kabel zasilający 50 Ω jest dołączony przez kondensator bezpośrednio do katody wzmacniacza wejściowego. Współczynnik sprzężenia zwrotnego z anody wzmacniacza mocy do siatki wzmacniacza wejściowego wynosi 10 do 12 dB.

Obwód rezonansowy między wzmacniaczem wejściowym a stopniem wzbudzającym składa się z kondensatora zmiennego sprzężonego mechanicznie ze zmienną cewką (wariometrem). Obwód przestraja się płynnie w zakresie 2 do 30 MHz. Jest on strojony za pomocą serwomechanizmu, który w pierwszym etapie strojenia ustala z grubsza położenie na podstawie informacji uzyskiwanej ze wzbudnika lub obwodów sterujących. W drugim etapie odbywa się dostrojenie dokładne na podstawie sygnału dostarczonego przez detektor fazy.

W stopniu wzbudzającym zastosowano trzy równolegle połączone lampy 4CX250B. Z siatkami wzmacniacza mocy są one sprzężone za pomocą pojemnościowego dzielnika napięcia o stosunku podziału 4 : 1, który stanowi równocześnie pojemność obwodu rezonansowego. Do pokrycia całego zakresu 2 do 30 MHz przez zmianę indukcyjności są potrzebne tylko dwa podzakresy. Obwód rezonansowy jest dobierany tak, by zapewnić stałe wzmocnienie stopnia wzbudzającego i małą impedancję źródła dla wzmacniacza mocy, który jest sterowany w zakres prądu siatki.

Impedancja obciążenia stopnia wzbudzającego wynosząca 4000 Ω jest przetwarzana na impedancję źródła wynoszącą 250 Ω dla siatki wzmacniacza mocy.

Stopień wzmacniacza mocy pracuje z czterema połączonymi równolegle lampami 4CX5000A. Należy zauważyć, że siatki ekranujące są połączone bezpośrednio do masy w celu uzyskania możliwie najlepszej separacji między obwodami wejściowymi, a wyjściowymi. Aby zapewnić odpowiednie dla pracy w klasie AB_2 napięcie ekranu, katoda jest zasilana napięciem —750 V. Napięcie 6750 V zasilające anody wraz z napięciem zasilającym katody 750 V daje całkowite napięcie anodowe równe 7500 V.

W obwodzie wyjściowym zastosowano układ π—L, z automatycznym strojeniem i regulacją dopasowania. Cewka obwodu π jest przełączana w zależności od wykorzystywanego jednego z ośmiu podzakresów. Przełącznik podzakresów jest sterowany automatycznie ze wzbudnika lub układu wybierającego częstotliwość. Dwa kondensatory obwodu rezonansowego są ze sobą sprzężone i na-

Rys. 14-4. Uproszczony schemat trzystopniowego wzmacniacza dużej mocy w.cz. ze sprzężeniem zwrotnym

D – detektor fazy; *W* – wzmacniacz serwosystemu; *S* – silnik; *K* – komparator napięcia; *P* – watomierz kierunkowy

pędzane serwosystemem. Kondensatory są najpierw ustawiane zgrubnie za pomocą informacji ze wzbudnika, a następnie dokładne dostrojenie jest uzyskiwane za pomocą sygnałów sterujących otrzymywanych z detektora fazy.

Właściwe dopasowanie jest dokonywane przez regulację cewki włączonej szeregowo z obciążeniem, aż do uzyskania właściwego wzmocnienia napięciowego stopnia wzmacniacza mocy. Sygnał sterujący jest uzyskiwany z detektorów w.cz. w obwodach siatki i anody, jak to było omówione w p. 10-4. Na początku cyklu automatycznego strojenia cewka ta jest zgrubnie ustawiana w pozycję odpowiadającą nieco większemu obciążeniu stopnia niż normalne. Zabezpiecza to przed wystąpieniem zbyt dużego wzmocnienia wzmacniacza mocy i związanej z nim niestabilności w czasie cyklu strojenia.

Aby rozwiązać problem dławika anodowego o dostatecznej indukcyjności, bez rezonansu własnego w zakresie 2 do 30 MHz lub w pobliżu tego zakresu, zastosowano w omawianym nadajniku nietypowy układ zasilania anody. W układzie użyto próżniowe kondensatory wysokonapięciowe, które wytrzymują zarówno anodowe napięcie stałe jak i w.cz. Lampy są zasilane szeregowo z końca obwodu wyjściowego o rezystancji 50 Ω, gdzie napięcie w.cz. jest znacznie niższe niż na anodach lamp. Dławik anodowy, kondensator blokujący i antenowy dławik rozładowujący ładunki statyczne są tak dobrane, aby tworzyły górnoprzepustowy filtr o impedancji falowej 50 Ω. Dzięki takiemu rozwiązaniu można było zastosować dławiki o stosunkowo małej indukcyjności i kondensatory blokujące o małej pojemności. Gdyby powstał łuk w kondensatorach próżniowych, spowodowałby on uszkodzenie, na skutek zamknięcia drogi dla prądu stałego do masy. Z tego względu zastosowano specjalny układ[1]) powodujący zwieranie źródła wysokiego napięcia, jeśli zaczyna się łuk. Zabezpiecza to skutecznie kondensatory próżniowe i inne elementy wysokonapięciowe przed zniszczeniem wskutek działania łuku.

W nadajniku zastosowano również układ zabezpieczający stopnie przed nadmiernym wysterowaniem lub przekroczeniem mocy strat w anodzie (nie pokazany na schemacie). Układ ten jest bardzo użyteczny w czasie strojenia. Prąd siatkowy stopnia wzbudzającego lub wzrost prądu anodowego wzmacniacza mocy bez odpowiedniego wzrostu napięcia w.cz. na anodzie (wskazującego na wzrost mocy wyjściowej) powoduje zwiększenie ujemnej polaryzacji siatki lampy wzmacniacza wejściowego w celu zmniejszenia jego wzmocnienia. Tego typu bardzo skutecznie działające urządzenie zabezpieczające uzyskano stosując mały wzmacniacz magnetyczny pracujący przy częstotliwości 400 Hz. Prąd siatki stopnia wzbudzającego przepływa przez jedno uzwojenie sterujące wzmacniacza, a część prądu anodowego wzmacniacza mocy przez drugie. Przez inne uzwojenie przepływa prąd otrzymywany z detektora napięcia anodowego w.cz. Napięcie wyjściowe wzmacniacza magnetycznego jest prostowane i wytwarza napięcie polaryzujące przeznaczone do regulacji wzmocnienia wzmacniacza wejściowego.

Literatura

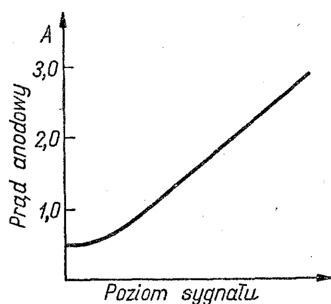
14-1. William I. Orr, Raymond F. Rinaudo, Robert I. Sutherland: The Grounded-grid Linear Amplifier. *QST*, August 1961, p. 16.

[1]) W oryginale nie mająca polskiego odpowiednika nazwa „crowbar circuit" (przyp. tłum.).

15. ZASILACZE LINIOWYCH WZMACNIACZY MOCY

15-1. Charakter obciążenia zasilacza przy różnych rodzajach sygnałów jednowstęgowych

Wzmacniacze małej mocy klasy A stanowią dla zasilacza anodowego praktycznie stałe obciążenie, natomiast wzmacniacze klasy AB stosowane jako stopnie sterujące lub końcowe stopnie mocy, stanowią obciążenie zmienne. Składowa stała prądu anodowego zmienia się od wartości odpowiadającej zerowemu wysterowaniu do wartości odpowiadającej maksymalnej mocy wyjściowej przy wysterowaniu sygnałem o jednej częstotliwości. Na przykład, w przypadku lampy wzmacniacza mocy nadajnika 10 kW prąd anodowy tej lampy zmienia się odpowiednio od 0,5 do 2,5 A. Typowa zależność składowej stałej prądu anodowego od amplitudy sygnału została pokazana na rys. 15-1.

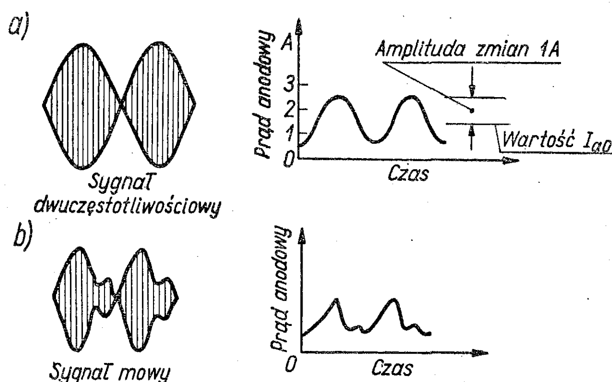


Rys. 15-1. Zależność prądu anodowego wzmacniacza od amplitudy sygnału

Szybkość i wartość zmian prądu zależą od obwiedni sygnału jednowstęgowego. Pobór prądu wzmacniacza można określić rzutując obwiednię sygnału SSB na charakterystykę z rys. 15-1. Dla dowolnego sygnału prąd obciążenia zasilacza stanowi zmodyfikowaną kopię obwiedni. Na rys. 15-2 przedstawiono dwa przykłady dla sygnału dwuczęstotliwościowego i dla sygnału mowy.

Należy zdać sobie sprawę, że składowe częstotliwości zmian prądu anodowego mogą być znacznie większe lub znacznie mniejsze niż składowe częstotliwości widma akustycznego. W przypadku sygnału mowy zmiany te będą odpowiednio

wolne i będą równe częstotliwości sylabowej, która leży zwykle poniżej 20 Hz. Fluktuacje te można zauważyć, obserwując wahania miernika prądu anodowego. Są to składowe o częstotliwości różnicowej składowych częstotliwości pasma akustycznego leżących blisko siebie. Przykładowo, głos męski może mieć podstawową częstotliwość 100 Hz. Nadajnik może przenosić tylko te harmoniczne, które leżą powyżej 300 Hz, a więc 400, 500, 600 Hz. Mimo ograniczenia pasma od dołu obwiednia sygnału wyjściowego nadajnika SSB będzie zawierać składowe o częstotliwościach 100 Hz. To samo będzie słuszne w przypadku zwielokrotnienia kanałów dalekopisowych, gdzie na wyjściu mogą wystąpić, zależnie od systemu, częstotliwości 170, 110 i 55 Hz, chociaż najmniejsza częstotliwość przenoszenia przez nadajnik może wynosić 425 Hz. Wystąpią także składowe o większych częstotliwościach, ponieważ obwiednia sygnału dwuczęstotliwościowego zawiera harmoniczne częstotliwości różnicowej. Częstotliwości różnicowe



Rys. 15-2. Przebieg prądu anodowego wzmacniacza w zależności od rodzaju wysterowania: a) wysterowanie sygnałem dwuczęstotliwościowym; b) wysterowanie sygnałem mowy

mogą być dość duże, np. 12 kHz, w przypadku nadajnika emitującego dwie niezależne wstęgi boczne o szerokości pasma 6 kHz każda. Większość obwiedni sygnału SSB zawiera wiele składowych częstotliwościowych, lecz ich amplitudy są zwykle bardzo małe, z wyjątkiem przypadku dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego. W tym przypadku zmiany prądu anodowego można aproksymować za pomocą fali sinusoidalnej, której amplituda jest równa połowie różnicy między maksymalną a minimalną wartością składowej stałej prądu anodowego. Amplituda ta dla przypadków pokazanych na rys. 15-1 i 15-2 wynosi 1 A.

15-2. Statyczna i dynamiczna stabilność napięcia

Statyczną stabilność napięciową zasilacza określa się procentową zmianą jego napięcia wyjściowego, odpowiadającą określonym zmianom prądu obciążenia. Wskutek zmniejszania się napięcia zasilającego ze wzrostem poboru prądu maleje moc wyjściowa nadajnika.

Statyczna stabilność napięcia zasilacza zależy od spadków napięć w transformatorze sieciowym, reaktancji rozproszenia transformatora, spadku napięcia na elemencie prostującym oraz rezystancji dławika filtrującego. W przypadku zasilaczy zawierających filtry z wejściem pojemnościowym zależy ona także od wartości zastosowanych kondensatorów.

Dławik wejściowy filtru zasilacza powinien mieć dostatecznie dużą indukcyjność, aby nie występował wzrost (podskok) napięcia przy niewielkich obciążeniach zasilacza. Krytyczna wartość indukcyjności dławika jest to minimalna jej wartość, która zapewnia utrzymanie przepływu prądu przez dławik w ciągu całego okresu prostowanego napięcia zmiennego. W przypadku częstotliwości sieci 60 Hz wartość tej indukcyjności (w H) wyniesie:

$$L_1 = \frac{R_{obc}}{1130} \quad \text{dla dwupołówkowego prostowania jednofazowego}$$

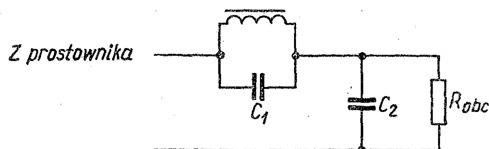
$$L_2 = \frac{R_{obc}}{4515} \quad \text{dla jednopołówkowego prostowania trójfazowego}$$

$$L_3 = \frac{R_{obc}}{30600} \quad \text{dla dwupołówkowego prostowania trójfazowego}$$

przy czym R_{obc} jest wypadkową rezystancją obciążenia załączoną na wyjściu filtru zasilacza (w Ω).

Gdy zasilacz nie jest obciążony, R_{obc} jest równe rezystancji opornika obciążenia wstępnego.

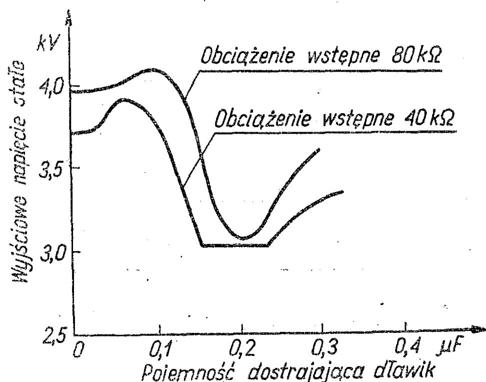
Spoczynkowy prąd anodowy liniowego wzmacniacza klasy AB (przy braku wysterowania) wywołuje efekt odpowiadający zmniejszeniu wartości spoczynkowej R_{obc}. Jeśli jednak układ pracuje w ten sposób, że przy braku wysterowania lampa jest dodatkowo zatykana, nie występuje efekt zmniejszania się wartości R_{obc}. W przypadku gdy przy braku wysterowania rezystancja obciążenia jest określona jedynie opornikiem obciążenia wstępnego, krytyczna wartość indukcyjności może być dużo większa, niż byłoby pożądane dla danego urządzenia, ze względu na jego wymiary, cenę i wymagania odnośnie dynamicznej niestabilności napięcia. Jedną z metod zmniejszania wartości indukcyjności dławika niezbędnej do uzyskania dostatecznej stabilności napięcia jest dostrojenie jej do rezonansu, jak pokazano na rys. 15-3. Kondensator C_1 bocznikujący



Rys. 15-3. Układ z dławikiem dostrojonym do rezonansu

dławik jest tak dobrany, aby razem z dławikiem był dostrojony do podstawowej częstotliwości tętnień przy maksymalnej wartości R_{obc}, jaka może wystąpić. Indukcyjność dławika filtru maleje, gdy wzrasta wartość prądu stałego płynącego przez dławik. Dla małych prądów obciążenia indukcyjność ta może być dwukrotnie większa niż przy pełnym obciążeniu. Wynika to częściowo ze wzrostu indukcyjności wywołanego występowaniem na dławiku dużego napięcia zmiennego. Rys. 15-4 ilustruje zależność napięcia stałego na wyjściu zasilacza od pojemności dostrajającej dla różnych wartości oporników wstępnego obciążenia. W chwili zwiększenia obciążenia (znaczny spadek wartości R_{obc}) indukcyjność dławika może zmienić się w sposób dostateczny do rozstrojenia obwodu, ale niezbędna wówczas krytyczna wartość indukcyjności jest mniejsza, tak że stabilność na tym nie cierpi. Poprawne dostrojenie może zapewnić kilkakrotne zmniejszenie wymiarów dławika.

Dawniej w układach zasilaczy stosowano dławiki o indukcyjności silnie zależnej od wartości składowej prądu przez nie płynącego, ponieważ ich indukcyjność kilkakrotnie wzrasta przy małych wartościach prądu obciążenia. Wystarczało to przy stabilności statycznej, lecz nie nadaje się do stabilności dynamicznej.

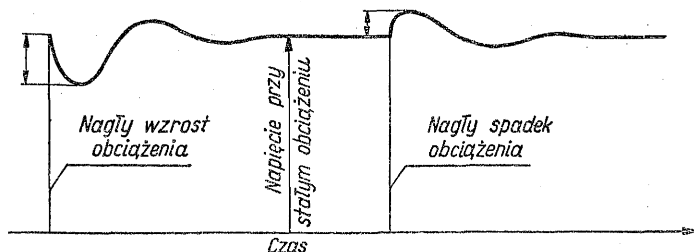


Rys. 15-4. Zależność napięcia wyjściowego zasilacza od pojemności dostrajającej dławik filtru przy braku obciążenia zewnętrznego

Problem dynamicznej stabilności napięcia można przeanalizować albo przy założeniu sinusoidalnych zmian obciążenia, albo przy jego gwałtownych, skokowych zmianach. Pomiarowy sygnał dwuczęstotliwościowy sterujący liniowy wzmacniacz klasy AB będzie wywoływał, jak pokazano na rys. 15-2, prawie sinusoidalne zmiany obciążenia zasilacza dostarczającego napięcie anodowe. Niektóre wymagania dotyczące nadajników narzucają pomiar zniekształceń przy odstępie częstotliwości między sygnałami pomiarowymi wynoszącym 90 Hz. Oznacza to zmiany obciążenia zasilacza z częstotliwością 90 Hz. Wartość zmian napięcia wywoływanych w ten sposób może być określona przez wyznaczenie wartości napięcia zmiennego, występującego na kondensatorze filtru zasilacza. W poprzednio omówionym przykładzie (rys. 15-1), gdzie maksymalna zmiana prądu obciążenia dla kondensatora filtru o pojemności 6 μF wynosi 1 A można obliczyć, że amplituda zmian napięcia zmiennego na wyjściu zasilacza wynosi 295 V. Jeśli zasilacz dostarcza np. napięcie 7500 V, stanowić to będzie $\pm 4\%$, co jest możliwe do przyjęcia w praktyce. W rozumowaniu powyższym założono, że w pobliżu częstotliwości różnicowej 90 Hz nie występuje rezonans filtru. Rezonansową częstotliwość dławika i kondensatora filtru dobiera się zwykle możliwie małą. Jedną z zasad jest przyjmowanie iloczynu LC (H·μF) równego 20 w przypadku zasilaczy trójfazowych, co ustala częstotliwość rezonansową w okolicach 37 Hz. Częstotliwość ta leży poniżej istotnych częstotliwości różnicowych sygnału i poniżej częstotliwości sieci 50 lub 60 Hz. Dzięki takiemu doborowi rezonans występuje również powyżej częstotliwości sylabowej, chociaż nie ma to zazwyczaj większego znaczenia. Zaletą zasilaczy nie mających filtrów dławikowych jest brak rezonansu własnego elementów filtru.

Kolejnym ważnym parametrem filtru zasilacza jest przebieg jego odpowiedzi na gwałtowne zmiany obciążenia [15-1]. Rys. 15-5 ilustruje, w jaki sposób może zmieniać się napięcie wyjściowe pod wpływem gwałtownego wzrostu lub spadku obciążenia. Najbardziej skutecznym sposobem zmniejszenia zjawisk wywołanych zmianą obciążenia jest zastosowanie dławika o możliwie jak najmniejszej indukcyjności, może więc być zastosowany dławik dostrajany do rezonansu. Układy takie stosuje się w jednofazowych zasilaczach. Zwiększenie pojemności filtru ma

znaczenie drugorzędne. Czasami do zapewnienia bardzo dobrej stabilności napięć ekranu i przedpięcia siatkowego stosuje się stabilizatory napięcia. W zastosowaniu tym coraz bardziej popularne stają się diody Zenera. Na ogół nie jest wskazane, aby w przypadku triody utrzymywać stałe przedpięcie siatkowe, jeżeli równocześnie godzimy się na zmiany jej napięcia anodowego, wynikające z wahań



Rys. 15-5. Przebieg czasowy napięcia zasilacza przy gwałtownych zmianach obciążenia

napięcia sieci zasilającej. W takim przypadku zmiany prądu anodowego odpowiadającego brakowi wysterowania mogą być nadmierne. Można tego uniknąć, jeśli zasilacz o małej impedancji będzie dostarczał przedpięcia siatkowego zmieniającego się analogicznie do zmian napięcia anodowego. W przypadku tetrod napięcie ekranu i przedpięcie siatki powinny być albo stabilizowane, albo obydwa powinny się zmieniać zgodnie ze zmianami napięcia sieci zasilającej. W obu przypadkach zmiany spoczynkowego prądu anodowego (bez wysterowania) będą zmniejszone.

15-3. Tłumienie tętnień

Filtr zasilacza oprócz odpowiednich własności przy zmianach obciążenia musi zapewniać odpowiednie tłumienie tętnień. Korzystną cechą tetrod stosowanych w liniowych wzmacniaczach mocy w porównaniu ze wzmacniaczami klasy C jest ich mniejsza podatność na modulację tętnieniami.

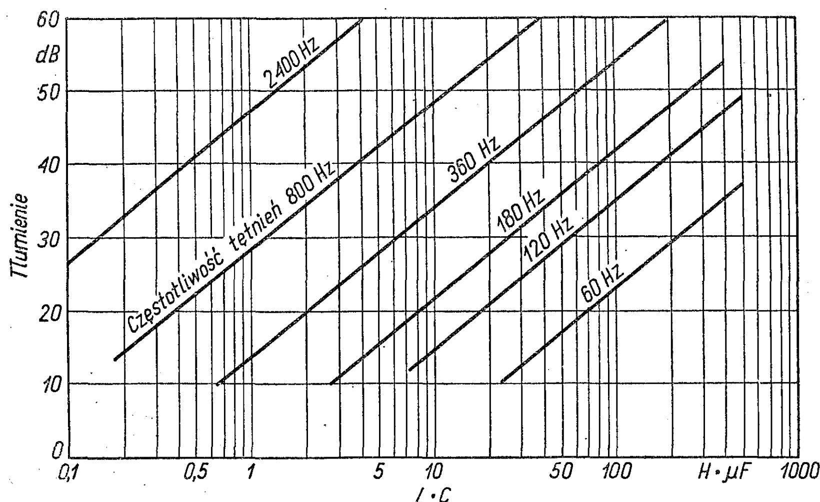
Na rys. 22-15 przedstawiono przydźwięk sieci nałożony na sygnał sinusoidalny w małym nadajniku mającym zasilacz, którego poziom tętnień jest o 35 dB mniejszy od poziomu sygnału przy 100% modulacji. Rysunek ten pokazuje, że modulacja sygnału przydźwiękiem (z wyjątkiem maksymalnych amplitud sygnału) jest 15 do 20 dB mniejsza niż tętnienia występujące w napięciu stałym zasilającym lampę. Duży wzrost przydźwięku dla maksymalnych amplitud sygnału jest wywołany tym, że tetroda przestaje być źródłem o stałej wydajności prądowej, gdy chwilowa wartość napięcia anodowego w.cz. zbliża się do wartości napięcia ekranu. Zaletą nadajników jednowstęgowych jest to, że w przypadku braku wysterowania nie emitują one przydźwięku, ponieważ nie ma na wyjściu mocy w.cz. którą można by zmodulować przydźwiękiem. Wyjątek stanowią nadajniki, w których jest emitowana mała amplituda nośnej częstotliwości pilotującej.

Tłumienie tętnień przez jednoczłonowy filtr *LC* przedstawiono na rys. 15-6. Wypadkowe tłumienie tętnień na wyjściu zasilacza otrzymujemy po dodaniu do wartości tłumienia odpowiadającej wybranemu filtrowi liczby decybeli określającej wartość stosunku napięcia stałego do amplitudy napięcia o częstotliwości podstawowej tętnień. W zależności od rodzaju prostownika wynosi on:

3,6 dB — dla jednofazowego prostownika dwupołówkowego,

12,0 dB — dla trójfazowego prostownika jednopołówkowego,
25,0 dB — dla trójfazowego prostownika dwupołówkowego.

Dostrojenie dławika filtru zmniejsza składową podstawową tętnień o około 10 dB, jednak tłumienie harmonicznych częstotliwości tętnień będzie w tym przypadku mniejsze. Tłumienie to jest ograniczone wartością współczynnika



Rys. 15-6. Tłumienie tętnień przez jednoczłonowy filtr *LC*

podziału napięcia na pojemności dostrajającej i pojemności filtru. Dla wartości 0,1 μF i 8 μF tłumienie to wynosi ~ 38 dB. Amplituda drugiej harmonicznej tętnień jest o 17,5 dB mniejsza od wartości napięcia stałego. Wobec tego składowa drugiej harmonicznej częstotliwości tętnień na wyjściu będzie stłumiona około 55 dB. Należy wziąć pod uwagę fakt, że wyższe harmoniczne tętnień powinny być bardziej stłumione, ponieważ ucho jest na te częstotliwości bardziej wrażliwe.

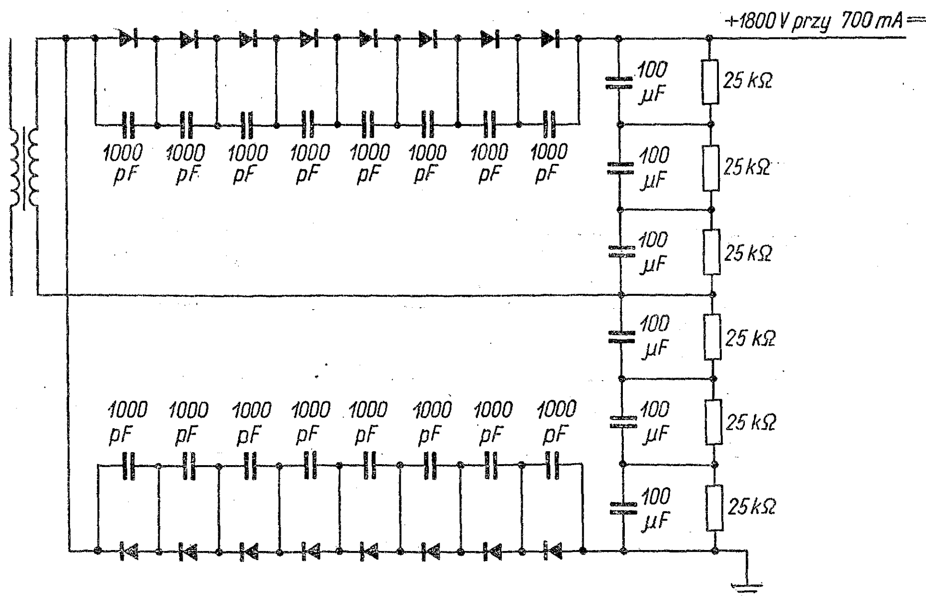
Innym istotnym zagadnieniem jest to, że w trójfazowym dwupołówkowym zasilaczu załączonym do sieci 60 Hz w przypadku nierównomiernego obciążenia faz będą powstawać tętnienia o częstotliwości 120 Hz wraz z główną składową o częstotliwości 360 Hz. Jeśli są przewidywane takie warunki pracy zasilacza, filtr musi być odpowiednio zaprojektowany.

15-4. Zasilacze wysokiego napięcia nadajników SSB

W trójfazowych zasilaczach nadajników dużej mocy prawie zawsze stosuje się jednoczłonowy filtr *LC*. Dla zasilacza 7,5 kV i 2,5 A typowe są dławik o indukcyjności 3,5 H oraz kondensator o pojemności 5 μF. Dla niższych napięć lub wyższych prądów proporcjonalnie wzrośnie pojemność i zmaleje indukcyjność.

Dla nadajników o mocy wyjściowej PEP nie przekraczającej 3 kW stosuje się dwupołówkowe prostowniki jednofazowe. Jednoczłonowy filtr z dostrojonym dławikiem jest zwykle najlepszy dla tych nadajników.

Poniżej 1 kW zupełnie ekonomiczne i wygodne praktycznie jest stosowanie układów podwajaczy napięcia z diodami krzemowymi. Nie stosuje się w filtrze dławika, a dużą wartość pojemności osiąga się dzięki zastosowaniu kondensatorów elektrolitycznych, które — jeśli zachodzi potrzeba — mogą być łączone szeregowo. Na rys. 15-7 pokazano przykład takiego układu.



Rys. 15-7. Układ podwajacza napięcia

15-5. Współczynnik obciążenia

Wymiary i cenę zasilacza wysokiego napięcia można w wielu przypadkach ograniczyć biorąc pod uwagę fakt, że średnia moc pobierana z zasilacza jest dla większości sygnałów dużo mniejsza niż w przypadku mocy odpowiadającej stałemu wysterowaniu, dającemu pełną moc wyjściową PEP. Wyjątek stanowi jednokanałowa telegrafia z przesuwem częstotliwości. Moc dostarczana z zasilacza do lampy wzmacniacza mocy nie zmniejsza się tak szybko jak poziom sygnału wyjściowego, ponieważ sprawność lampy maleje wraz ze spadkiem poziomu sygnału. Moc wyjściowa nadajnika wysterowanego dwuczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym wynosi połowę nominalnej mocy PEP, natomiast moc prądu stałego dostarczona do anody jest równa dwóm trzecim wartości mocy, którą należy dostarczyć w celu otrzymania nominalnej mocy PEP, w przypadku wysterowania sygnałem jednoczęstotliwościowym. Wskazane jest, aby moc nominalna była dostatecznie duża, tak aby można było przeprowadzać pomiary zniekształceń przy sygnale dwuczęstotliwościowym przez stosunkowo długi czas. Cykl pracy, w którym następuje 5-minutowa przerwa po każdym 5-minutowym okresie pracy nadajnika jest do przyjęcia dla wielu telefonicznych urządzeń nadawczych i umożliwia znaczne zmniejszenie wymiarów transformatora.

15-6. Stany przejściowe przy załączaniu

W czasie załączania transformatora sieciowego do źródła napięcia może zostać wytworzone na jego wyjściu duże napięcie. Ten podskok wtórnego napięcia jest wywołany pozostałością magnetyczną w rdzeniu transformatora, wynikającą ze stanu namagnesowania w momencie poprzedniego wyłączenia. Wartość podskoku napięcia zależy od wartości pozostałości magnetycznej w rdzeniu transformatora w chwili załączania. Chwila, w której tranformator zostaje załączony, także wpływa na wartość podskoku napięcia. Ponieważ wartość podskoku napięcia zależy od wzajemnego związku między dwoma czynnikami omówionymi powyżej, jego oszacowanie i pomiary laboratoryjne są trudne. Konieczne jest wykonanie wielu badań, aby mieć pewność, że zaobserwowano wystąpienie podskoku o maksymalnej amplitudzie. Maksymalna wartość podskoku napięcia może być dwukrotnie większa od napięcia po stronie wtórnej transformatora w stanie ustalonym. Z tego powodu należy stosować jako prostowniki lampy gazowane lub elementy półprzewodnikowe, w których dopuszczalna amplituda napięcia wstecznego jest co najmniej dwukrotnie większa od znamionowego napięcia zasilacza. Pożyteczne jest również stosowanie małych kondensatorów z szeregowymi opornikami włączonymi równolegle do każdego uzwojenia wtórnego. Bardziej skuteczne jest zastosowanie elementów półprzewodnikowych ograniczających napięcie, którymi zwykle są elementy selenowe. Rozwiązanie takie stosuje się przy małych i średnich mocach. Bardzo skuteczne jest stosowanie układu zasilacza, w którym transformator anodowy jest załączany stopniowo. W układzie takim w szereg z uzwojeniem pierwotnym stosuje się opornik, który po upływie ok. 0,25 s od chwili załączenia, jest zwierany.

Duży prąd udarowy w chwili włączenia jest często powodowany szybkim ładowaniem kondensatora filtru. Opisane powyżej stopniowe załączanie transformatora znacznie zmniejsza ten efekt. Inną metodą zmniejszania prądu udarowego jest załączanie zasilacza z opornikiem włączonym w szereg z kondensatorem filtru. Opornik o małej rezystancji może być pozostawiony w układzie na stałe.

15-7. Układy zabezpieczające

Ponieważ chwilowe lub trwałe przeciążenie w zasilaczach dużej mocy może powodować poważne i kosztowne uszkodzenia, już w czasie projektowania zasilacza należy przewidzieć odpowiednie zabezpieczenia przeciwdziałające przeciążeniom. W obwodzie pierwotnym jako środki zapobiegające przeciążeniu zasilacza i związanych z nim układów stosuje się wyłączniki przeciążeniowe. Wyłączniki te jednak nie działają zbyt szybko i nie zawsze zdążą dość wcześnie odłączyć układ, aby nie dopuścić do powstania uszkodzeń. Łuk elektryczny powstający na wyjściu zasilacza, jeśli nie zostanie natychmiast zgaszony, może spowodować poważne uszkodzenia. Jest to szczególnie istotne w układach, w których pracują prostowniki półprzewodnikowe. Specjalne szybko działające bezpieczniki włączone po stronie pierwotnej transformatora zapewniają konieczne zabezpieczenie diod mających bardzo małą bezwładność cieplną.

Układy blokady mogą być konieczne lub pożądane w celu uniemożliwienia załączenia napięć ekranu i anody w przypadku braku przedpięcia siatkowego, które dzięki tym zabezpieczeniom jest zawsze podawane wcześniej.

Zwykle w zasilaczu w.n. zasilającym obwody anodowe stosuje się przekaźniki zabezpieczające układ przed nadmiernym wzrostem prądu anodowego, chociaż

ich użyteczność jest bardzo ograniczona. Przy wysterowaniu trochę mniejszym od maksymalnego i przy rozstrojeniu obwodu anodowego, w lampie może być tracona moc trzykrotnie większa niż normalna moc admisyjna, bez zwiększania nominalnego prądu anodowego pobieranego z zasilacza. Z tych powodów stosuje się rozmaite urządzenia i układy reagujące na przekroczenie nominalnej mocy admisyjnej lampy, których zadaniem jest przerwanie obwodu pierwotnego zasilacza, jeśli moc admisyjna nadmiernie wzrośnie.

Literatura

15-1. Reuben Lee: Electronic Transformers and Circuits, 2d ed., pp. 129–138. John Wiley and Sons, Inc., New York 1955.

16. PRZEGLĄD UKŁADÓW ODBIORNIKÓW

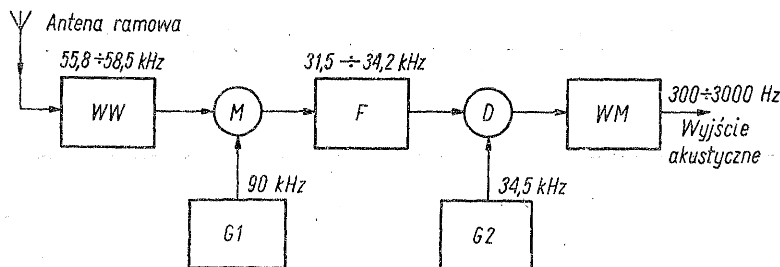
Odbiornik przeznaczony do odbioru sygnałów SSB musi wybierać, wzmacniać i demodulować sygnał w.cz., aby dać na wyjściu oryginalny, nie zniekształcony sygnał akustyczny. Przyczyny wyboru różnych rozwiązań odbiorników superheterodynowych są bardzo podobne do przyczyn wyboru rozwiązań odbiorników A3 i A1. Zwykle w odbiornikach SSB, w celu wybrania pożądanej wstęgi bocznej, dokonuje się przemiany częstotliwości odbieranej na mniejszą częstotliwość pośrednią. Tak jak we wzbudnikach jednowstęgowych, również tutaj ważnymi zagadnieniami konstrukcyjnymi są małe zniekształcenia i brak wewnętrznie wytwarzanych sygnałów niepożądanych. Po prześledzeniu schematów blokowych odbiorników omówionych w tym rozdziale stanie się widoczne, że większość układów wzbudników można zastosować w odbiornikach, jeśli zostanie zmieniony kierunek przenoszenia sygnału. W odbiornikach SSB występują dodatkowe wymagania, których nie było we wzbudnikach. Odbiornik musi pracować np. w obecności dużej liczby sygnałów o różnych częstotliwościach i znacznie zmieniających się poziomach. Ze względu na różne moce nadajników, ich odległości i warunki propagacji, poziom wejściowy żądanej częstotliwości może zmieniać się nawet o 120 dB. Odbiornik SSB musi łączyć krytyczne wymagania konstrukcyjne wzbudnika z dużym zakresem dynamicznym i dużym zakresem regulacji wzmocnienia.

Odbiorniki SSB można podzielić na przestrajane i na pracujące przy ustalonej częstotliwości. Odbiorniki przestrajane są bardziej dogodne przy zmianie częstotliwości pracy, lecz trudniej w nich uzyskać tak dużą stabilność częstotliwości i tak dobrą odporność na modulację skrośną jak w odbiornikach pracujących przy częstotliwości ustalonej. Innym ważnym podziałem odbiorników SSB jest podział na urządzenie z ARCz i urządzenia do odbioru sygnałów bez fali nośnej.

W odbiornikach z ARCz jest potrzebna resztkowa (pilotująca) fala nośna o poziomie od 10 do 20 dB poniżej maksymalnego poziomu sygnału. W odbiornikach tych dopuszczalny jest większy błąd częstotliwości nadajnika. Jeśli częstotliwości nadajnika i odbiornika są stabilizowane, odbiornik może pracować bez resztkowej fali nośnej, a tym samym niepotrzebna jest ARCz. Układy tego typu odbiorników są znacznie prostsze. W tym rozdziale będzie omawianych kilka reprezentatywnych schematów blokowych odbiorników SSB. Na ich przykładzie będą przedstawione różne możliwe układy przemiany częstotliwości odbiorników, od najprostszych do bardzo złożonych.

16-1. Odbiornik długofalowy

Pierwszy odbiornik SSB, używany do transoceanicznej łączności telefonicznej, pracował przy małej częstotliwości 55 kHz. Do przemiany sygnału wejściowego na częstotliwość pośrednią 31,5 do 34,2 kHz był zastosowany układ superheterodyny pokazany na rys. 16-1 [16-1]. Demodulator był włączony po selektywnym



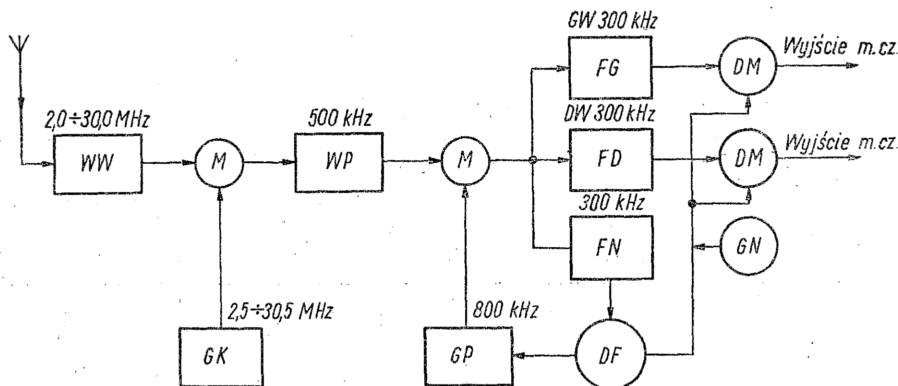
Rys. 16-1. Schemat blokowy pierwszego odbiornika sygnałów SSB bez fali nośnej
WW — przestrajany wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz: *G1* — generator 90 kHz; *D* — demodulator; *G2* — generator 34,5 kHz; *WM* — wzmacniacz m.cz.; *F* — filtr i wzmacniacz;

filtrze i wzmacniaczu p.cz. Oryginalne pasmo w.cz. było odtwarzane w demodulatorze przez zdudnianie sygnału wyjściowego wzmacniacza p.cz. z sygnałem z generatora lokalnego pracującego przy częstotliwości 34,5 kHz. Ze wzmacniacza m.cz. sygnał był podawany do sieci telefonicznej. Ze względu na niewielką częstotliwość transmisji, błąd częstotliwościowy systemu utrzymywał się w granicach 50 Hz od wartości nominalnej. Błąd częstotliwościowy generatorów był kompensowany przez niewielkie podstrajanie generatora 90 kHz w odbiorniku. Mimo że odbiornik reprezentuje najwcześniejsze konstrukcje wykorzystywane w łączności SSB, zawiera już zasadnicze rozwiązania nowoczesnych odbiorników. Są to: zastosowanie układu superheterodynowego, użycie wąskopasmowego filtru środkowoprzepustowego do wybrania wstęgi bocznej oraz dokładna regulacja częstotliwości do odbioru sygnału bez fali nośnej.

16-2. Odbiornik krótkofalowy na ustaloną częstotliwość

Dla łączności stacjonarnej na dalekie odległości można zastosować kilka odbiorników na ustalone częstotliwości, ze stabilizacją kwarcową. Poszczególne odbiorniki pracujące przy różnych częstotliwościach są włączane do pracy zależnie od warunków propagacji, zmieniających się w dziennym cyklu. Pokazany na rys. 16-2 generator kwarcowy umieszczony w termostacie decyduje w głównej mierze o stabilności częstotliwości odbiornika. Częstotliwość z generatora kwarcowego jest doprowadzana do mieszacza wraz z sygnałem żądanym, leżącym w zakresie 2,0 do 30,0 MHz. Żądane pasmo częstotliwości na wejściu odbiornika jest wybierane filtrem kwarcowym, poprzedzającym wzmacniacz w.cz. Pierwsza częstotliwość pośrednia 500 kHz jest przetwarzana na 300 kHz przez zmieszanie z częstotliwością 800 kHz, otrzymywaną z generatora kwarcowego synchronizowanego w pętli ARCz. Bardzo selektywne filtry jednowstęgowe i wzmacniacze wydzielają górną i dolną wstęgę, podczas gdy wąski (60 Hz) filtr na 300 kHz wybiera tłumioną falę nośną (pilotującą). Po wzmocnieniu, sygnały górnej i dolnej wstęgi są doprowadzane do demodulatorów. Nośna jest wzmacniana i doprowa-

dzana do detektora fazy wraz z częstotliwością generatora 300 kHz, stosowaną do demodulacji. W detektorze fazy jest wytwarzane napięcie błędu o takiej polaryzacji, aby przez zmianę częstotliwości generatora 800 kHz zmniejszyć błąd częstotliwościowy nośnej do zera.



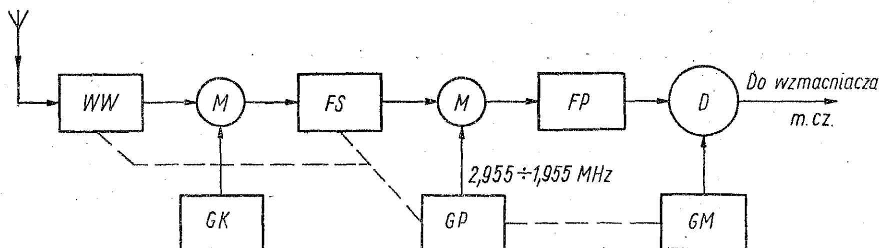
Rys. 16-2. Odbiornik sterowany generatorem kwarcowym na częstotliwość ustaloną dowolnie w zakresie fal krótkich

WW — obwody wejściowe i wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *WP* — filtr i wzmacniacz p.cz.; *GK* — generator kwarcowy; *GP* — generator synchronizowany; *DF* — detektor fazowy; *FG* — filtr i wzmacniacz *GW*; *FD* — filtr i wzmacniacz *DW*; *FN* — filtr i wzmacniacz nośnej 300 kHz; *GN* — generator 300 kHz; *DM* — demodulator

Odbiornik pracujący przy jednej ustalonej częstotliwości, pokazany na rys. 16-2, jest typowy dla najprostszych układów superheterodynowych, które mogą być stosowane do odbioru sygnałów SSB z pilotującą falą nośną. Przy pracy z wykorzystywaniem tylko jednej wstęgi bocznej, jeden wzmacniacz jednowstęgowy pośredniej częstotliwości może być usunięty. Przy odbiorze sygnałów SSB bez fali nośnej (a więc o dostatecznie stabilnej częstotliwości) układ ARCz jest zbędny.

16-3. Amatorski odbiornik SSB

W zastosowaniach radioamatorskich jest potrzebny odbiornik przestrajany, o dużej stałości częstotliwości. Aby uzyskać dużą stałość częstotliwości, należy zastosować dokładny i stabilny generator przestrajany, pracujący przy dość małej częstotliwości, gdyż wówczas bezwzględny błąd częstotliwościowy wyrażony w hercach jest niewielki. Kwarcowy generator lokalny (rys. 16-3) umożliwia zastosowanie



Rys. 16-3. Odbiornik na pasma amatorskie firmy Collins typu 75A-4

WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *FS* — obwody przestrajane; *FP* — filtr i wzmacniacz p.cz.; *D* — demodulator; *GK* — generator kwarcowy; *GP* — generator przestrajany (VFO); *GM* — generator małej częstotliwości

generatora przestrajanego, pokrywającego wybrane pasmo amatorskie. Zespół siedmiu rezonatorów kwarcowych umożliwia uzyskanie stabilnej częstotliwości pierwszej heterodyny ustalającej pasmo częstotliwości. Wybranie żądanej częstotliwości odbywa się za pomocą generatora przestrajanego. Przestrajanie stopnia pierwszej p.cz. pokrywającego zakres od 2,5 do 1,5 MHz sprzężono ze strojeniem generatora przestrajanego i wzmacniacza w.cz. Zasada działania staje się oczywista po prześledzeniu tablicy częstotliwości (tabl. 16-1).

Tablica 16-1. Częstotliwości odbiornika z rys. 16-3.

Częstotliwość odbierana [MHz]	Częstotliwość generatora kwarcowego [MHz]	Częstotliwość generatora przestrajanego [MHz]	Stała częstotliwość pośrednia [kHz]
3,2÷ 4,2	5,7	2,955÷1,955	455
6,8÷ 7,8	9,3	2,955÷1,955	455
14,0÷15,0	16,5	2,955÷1,955	455
20,8÷21,8	23,3	2,955÷1,955	455
26,5÷27,5	29,0	2,955÷1,955	455
28,0÷29,0	30,5	2,955÷1,955	455
29,0÷30,0	31,5	2,955÷1,955	455

Aby umożliwić odbiór sygnałów albo górnej, albo dolnej wstęgi bocznej, generator małej częstotliwości dostraja się albo poniżej pasma przepuszczenia filtru jednowstęgowego we wzmacniaczu p.cz., albo powyżej pasma tego filtru. Wybrana częstotliwość demodulująca dla dolnej lub górnej wstęgi jest przesunięta względem pasma przepuszczania p.cz., aby dać — po demodulacji — żądane widmo akustyczne niezbędne dla dobrej zrozumiałości mowy. Mechaniczne sprzężenie organów przestrajania generatora m.cz. i generatora przestrajanego (drugiej heterodyny) kompensuje przesunięcie częstotliwości generatora m.cz. i uniezależnia skalę generatora przestrajanego, wskazującą częstotliwość nośną sygnału odbiorczego, od wybranej wstęgi.

Dokładne dostrojenie odbiornika jest wykonywane przez operatora na słuch. Kryterium dostrojenia jest odpowiednia jakość dźwięku. Do uzyskania należytego dostrojenia niezbędne jest pewne doświadczenie operatora. Ponieważ w tego typu odbiornikach długookresowa stałość częstotliwości jest niewielka, niezbędne jest okresowe dostrajanie przez operatora. Z tego względu odbiornik nie może pracować bez dozoru.

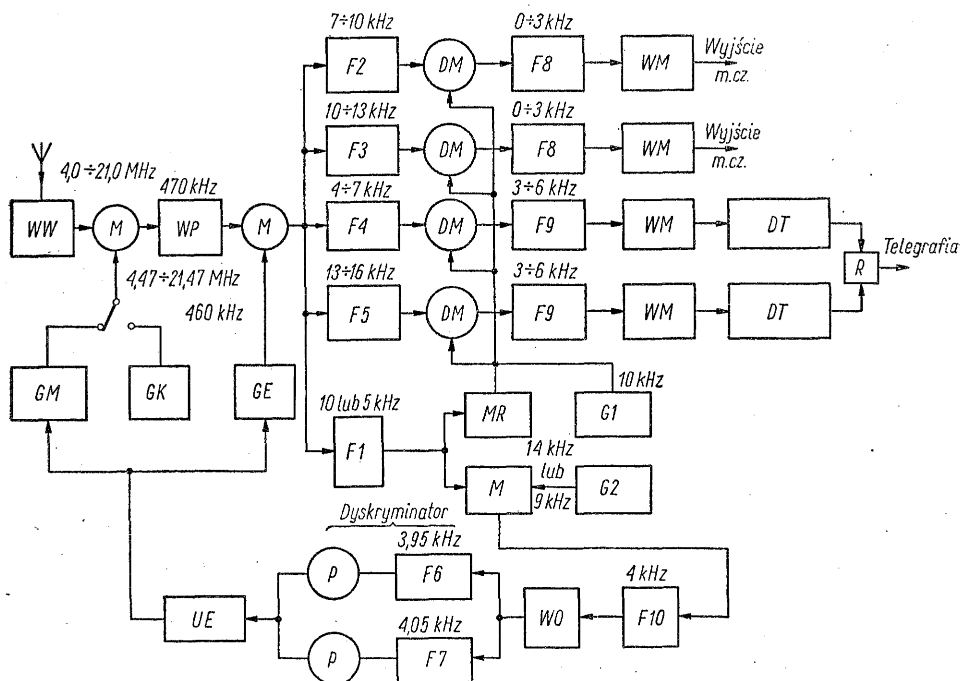
16-4. Radiotelefoniczne odbiorniki krótkofalowe

W rozdziale tym podano opisy kilku przestrajanych krótkofalowych odbiorników SSB. Każdy z tych odbiorników był stosowany do radiokomunikacji stacjonarnej i w zasadzie spełnia te same zadania. We wszystkich zastosowano automatyczną regulację częstotliwości, lecz układy tej regulacji i układy przemiany częstotliwości są różne.

Towarzystwo „Netherlands Telegraph Administration" jako jedno z pierwszych zastosowało w 1934 r. system SSB do łączności w zakresie krótkofalowym. Opracowano pomysłowy układ odbiornika, zapewniający przesyłanie informacji

telefonicznych, telegraficznych i programu radiofonicznego, słownego i muzycznego z Holandii do Holenderskich Indii Wschodnich [16-2]. Schemat blokowy tego odbiornika pokazano na rys. 16-4.

Odbiornik pokrywa zakres częstotliwości od 4 do 21 MHz. Aby uzyskać częstotliwość, która ma być demodulowana, zastosowano dwie przemiany częstotliwości. Częstotliwość pierwszej heterodyny jest otrzymywana albo z generatora pracującego w pętli ARCz, albo z generatora kwarcowego. Częstotliwość drugiej heterodyny 460 kHz jest elektronicznie podstrajana przez pętlę ARCz. Przez wybranie właściwej wartości częstotliwości pierwszej heterodyny, pożądany kanał w.cz. jest przenoszony w pasmo 4 do 16 kHz, przy czym częstotliwość zredukowanej nośnej wynosi 10 kHz.



Rys. 16-4. Odbiornik jednowstęgowy z automatyczną regulacją częstotliwości Holenderskiego Urzędu Telegraficznego

WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *WP* — wzmacniacz pośredniej częstotliwości; *GM* — generator podstrajany mechanicznie; *GK* — generator kwarcowy; *GE* — generator podstrajany elektronicznie; *F1* — filtr 10 lub 5 kHz; *F2* — filtr pasmowy 7÷10 kHz; *F3* — filtr pasmowy 10÷13 kHz; *F4* — filtr pasmowy 4÷7 kHz; *F5* — filtr pasmowy 13÷16 kHz; *DM* — demodulator; *MR* — miernik różnicy częstotliwości; *UE* — układ filtrujący; *P* — prostownik; *F6* — filtr 3,95 kHz; *F7* — filtr 4,05 kHz; *WO* — wzmacniacz i ogranicznik; *F8* — filtr dolnoprzepustowy 0÷3 kHz; *F9* — filtr pasmowy 3÷6 kHz; *G1* — generator 10 kHz; *G2* — generator 14 kHz lub 9 kHz; *F10* — filtr 4 kHz; *WM* — wzmacniacz m.cz.; *DT* — dyskryminator sygnałów telegraficznych z przesuwem częstotliwości; *R* — przekaźnik

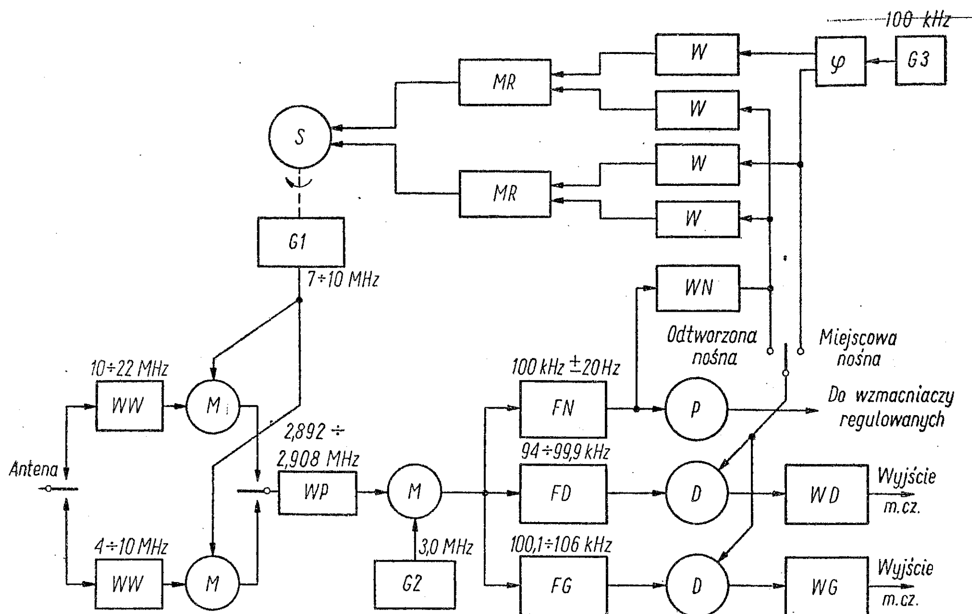
ARCz w odbiorniku jest uzyskiwana przez wydzielenie pilotującej częstotliwości nośnej 10 kHz lub częstotliwości odniesienia 5 kHz w filtrze wąskopasmowym. Sygnał o jednej z tych częstotliwości podlega następnie przemianie częstotliwości i uzyskuje się napięcie o częstotliwości 4 kHz, które jest dalej filtrowane, wzmacniane i ograniczane. Dokładny dyskryminator częstotliwości dostrojony do 4 kHz wytwarza napięcie dodatnie, ujemne lub zero, zależnie od tego, czy

częstotliwość sygnału pilotującego leży poniżej, powyżej, czy jest zgodna z częstotliwością żądaną. Sygnał wyjściowy dyskryminatora o określonej polaryzacji steruje z kolei silnik napędzający kondensator pierwszej heterodyny w takim kierunku, aby zmniejszyć błąd częstotliwościowy do zera. Silnik ma bardzo dużą stałą czasową w porównaniu ze stałą czasową elektronicznej ARCz drugiej heterodyny wynoszącą 70 μs. Obydwie heterodyny podstrajane są tak, by zredukować błąd nośnej częstotliwości pilotującej do zera. Silnikowy napęd pierwszej heterodyny koryguje błąd częstotliwościowy, aż do uzyskania bardzo małej odchyłki, która może być skorygowana przez drugą heterodynę. Zanik nośnej nie powoduje zmian częstotliwości pierwszej i drugiej heterodyny, ponieważ w tym przypadku sygnał wyjściowy dyskryminatora zmniejsza się do zera. Pętla ARCz nie działa dopóty, dopóki znów nie pojawi się nośna częstotliwość w obecności błędu częstotliwościowego heterodyn. Jako silnik dwufazowy do mechanicznej korekcji częstotliwości pierwszego oscylatora służy przerobiony licznik watogodzin z dwiema cewkami napięciowymi. Jedna cewka silnika jest zasilana z sieci 50 Hz, druga z przekątnej układu mostkowego. Druga przekątna mostka jest zasilana z sieci. Lampa sterowana z wyjścia dyskryminatora dostarcza napięcia 50 Hz o odpowiedniej fazie, tak by wywołać obrót zgodny z ruchem wskazówek zegara lub przeciwny, zależnie od polaryzacji napięcia wyjściowego dyskryminatora. Dzięki kombinacji regulacji częstotliwości heterodyn za pomocą silnika i lampy reaktancyjnej błąd częstotliwościowy można zredukować do kilku herców.

W tym samym czasie, gdy holenderski odbiornik został oddany do eksploatacji, firma Western Electric Company opracowała i wykonała krótkofalowy odbiornik SSB [16-3]. Droga sygnału i zasada działania są pokazane na rys. 16-5. Dwa stopnie przemiany częstotliwości przesuwają częstotliwość odbieraną w pasmo z środkiem na 100 kHz. Odbiornik może odbierać dwie wstęgi boczne o szerokości 6 kHz każda, co umożliwia przeniesienie czterech kanałów akustycznych. Filtr częstotliwości nośnej o szerokości pasma zaledwie ±20 Hz wybiera sygnał pilotujący przy dobrym stosunku sygnał/szum, mimo że poziom nośnej ma wartość —10 do —20 dB poniżej maksymalnego poziomu sygnału. Odtworzona nośna po wzmocnieniu i ograniczeniu jest doprowadzana do dwóch demodulatorów wstęg bocznych.

Sterowany silnikiem układu ARCz kondensator koryguje częstotliwość pierwszego generatora w kierunku zmniejszenia błędu nośnej częstotliwości pilotującej do zera. Błąd częstotliwości jest wykrywany w układzie porównania częstotliwości. Jest tam dokonywane porównanie uzyskanej w wyniku podwójnej przemiany częstotliwości pilotującej sygnału 100 kHz z częstotliwością generatora odniesienia 100 kHz. Przesuwnik fazowy na wyjściu generatora odniesienia 100 kHz wytwarza różnicę fazy 90° między obydwoma napięciami wyjściowymi. Napięcie sygnału nośnej częstotliwości pilotującej i przesunięte w fazie o 90° napięcie generatora odniesienia są wzmacniane i doprowadzane do modulatorów zrównoważonych, zawierających dwie pary pentod w układzie przeciwsobnym. Z modulatorów zrównoważonych jest uzyskiwany dwufazowy wyjściowy sygnał m.cz. o częstotliwości różnicowej i o poziomie wystarczającym do napędu dwufazowego silnika ARCz. Silnik ARCz napędza kondensator dostrajający, zwiększając lub zmniejszając pojemność zależnie od tego, czy pilotująca częstotliwość nośna leży powyżej, czy poniżej częstotliwości generatora odniesienia. Działanie korygujące realizowane poprzez układ ARCz zmienia częstotliwość pierwszej heterodyny do takiej wartości, że błąd pilotującej częstotliwości nośnej jest równy zeru. Działanie ARCz kompensuje błąd nadajnika oraz pierwszej i drugiej hete-

rodyny odbiornika. Dokładność generatora 100 kHz wynosi kilka herców. Ponieważ stanowi on źródło częstotliwości odniesienia, jego błąd częstotliwościowy nie pogarsza własności odbiornika, gdyż ARCz działa tak, że doprowadza odbieraną częstotliwość nośną do zgodności z aktualną wartością częstotliwości generatora 100 kHz. Strojenie pierwszej heterodyny musi być przeprowadzone przez operatora starannie, by utrzymać uzyskaną w wyniku dwukrotnej przemiany częstotliwość nośną w granicach ± 20 Hz od środkowej częstotliwości filtru nośnej na 100 kHz.



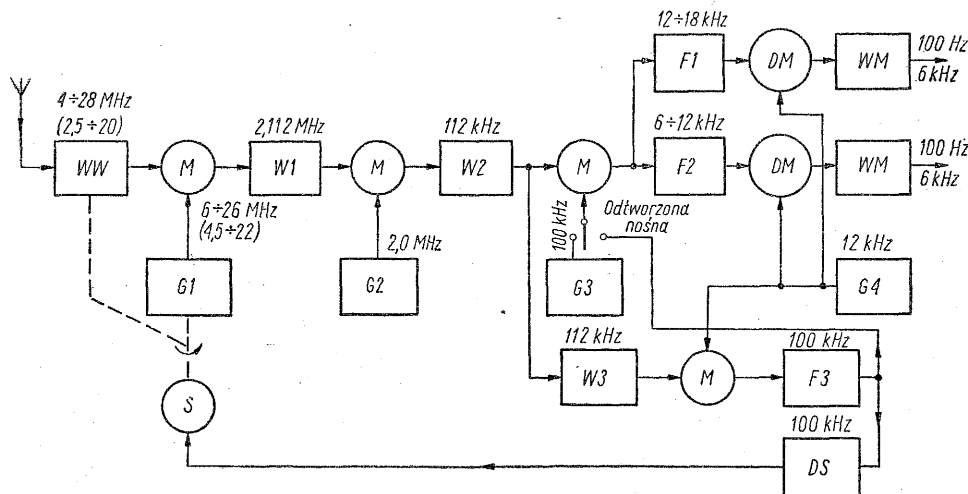
Rys. 16-5. Jeden z pierwszych odbiorników krótkofalowych SSB z układem ARCz
WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *G1* — generator 7÷10 MHz; *S* — silnik; *WP* — wzmacniacz pierwszej p.cz.; *G2* — generator 3 MHz; *MR* — mieszacz zrównoważony; *FN* — wzmacniacz i filtr nośnej; *FD* — filtr i wzmacniacz *DW*; *FG* — filtr i wzmacniacz *GW*; *W* — wzmacniacz; *WN* — wzmacniacz nośnej; *P* — prostownik ARW; *D* — demodulator; *φ* — przesuwnik fazy; *G3* — generator 100 kHz; *WG* — wzmacniacz m.cz. *DW*; *WD* — wzmacniacz m.cz. *GW*

Jak wspomniano wyżej, zanik pilotującej częstotliwości nośnej powoduje zanik działania ARCz. Układ musi uniemożliwić rozstrojenie odbiornika w czasie trwania zaniku nośnej. Układ korygujący z napędem silnikowym stanowi proste urządzenie pamięciowe. Gdy poziom pilotującej częstotliwości nośnej zmniejszy się do zera, sygnał wyjściowy z modulatorów zrównoważonych również zmniejszy się do zera i silnik pozostanie w spoczynku, w położeniu odpowiadającym poprzedniej korekcji częstotliwości. Po przywróceniu poziomu nośnej następuje dalsze działanie ARCz.

Duża stała czasowa układu ARW ustala wzmocnienie pierwszych stopni odbiornika w zależności od wartości amplitudy pilotującej częstotliwości nośnej. Aby wyeliminować wpływ fluktuacji amplitudy pilotującej częstotliwości nośnej, której poziom ze względu na różne warunki propagacji może zmieniać się w inny sposób niż poziom wstęg bocznych, niezbędna jest duża stała czasowa, uśredniająca napięcie ARW.

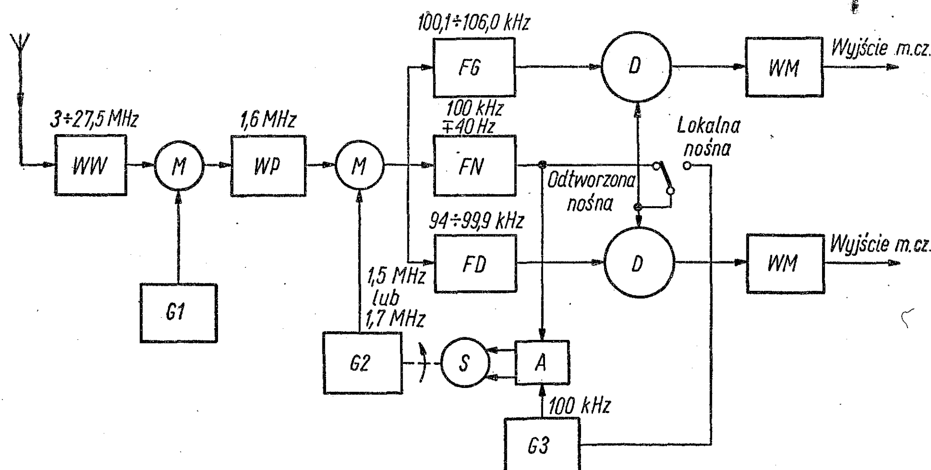
Inny odbiornik SSB, wykorzystujący wąskopasmowy dyskryminator do regulacji częstotliwości pokazano na rys. 16-6 [16-4]. Działanie tego odbiornika jest podobne do działania odbiornika z rys. 16-4 z tym, że tutaj demodulacja odbywa się przy bardzo małej częstotliwości, wokół 12 kHz. By uzyskać bardzo wąską charakterystykę dyskryminatora 100 kHz z wierzchołkami odległymi o ±40 Hz, zastosowano w układzie rezonatory kwarcowe.

Dwa dalsze odbiorniki SSB pokazano na rys. 16-7 i 16-8. Są one podobne do siebie, oprócz szczegółów przemiany częstotliwości. W każdym odbiorniku



Rys. 16-6. Krótkofalowy odbiornik SSB z ARCz typu KW 2/6 firmy Siemens-Halske

WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *W1* — wzmacniacz pierwszej p.cz.; *G1* — generator podstrajany; *S* — silnik; *G2* — generator 2 MHz; *W2* — wzmacniacz drugiej p.cz.; *G3* — generator 100 kHz; *W3* — wzmacniacz 112 kHz; *F1* — filtr i wzmacniacz 12÷18 kHz; *F2* — filtr i wzmacniacz 6÷12 kHz; *DM* — demodulator; *WM* — wzmacniacz m.cz.; *G4* — generator 12 kHz; *F3* — filtr i wzmacniacz 100 kHz; *DS* — dyskryminator 100 kHz



Rys. 16-7. Odbiornik SSB typu HR93 firmy Marconi z układem ARCz

WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *G1* — pierwsza heterodyna; *WP* — wzmacniacz pierwszej p.cz.; *G2* — generator 1,5 lub 1,7 MHz; *FG* — filtr i wzmacniacz *GW*; *FN* — filtr i wzmacniacz nośnej; *FD* — filtr i wzmacniacz *DW*; *S* — silnik ARCz; *D* — demodulator; *A* — ARCz; *G3* — generator 100 kHz; *WM* — wzmacniacz m.cz.

Rys. 16-8. Odbiornik SSB typu LD-R1 firmy Western Electric z ogranicznikiem szumów i ARCz

WW — wzmacniacz w.cz.; *M* — mieszacz; *G1* — pierwsza heterodyna; *G3* — generator z dziesięcioma rezonatorami kwarcowymi; *F1* — filtr i wzmacniacz 2,8 MHz; *G2* — druga heterodyna 2,7 MHz; *F2* — filtr i wzmacniacz 94÷106 kHz; *WP* — wzmacniacz; *H* — układ rozdzielający; *F3* — filtr; *D* — demodulator; *WM* — wzmacniacz m.cz.; *WN* — wzmacniacz nośnej; *FN* — filtr i wzmacniacz nośnej; *PA* — prostownik i wzmacniacz ARCz; *PO* — prostownik i wzmacniacz ogranicznika szumów; *DN* — ogranicznik nośnej; *C* — kondensator napędzany silnikiem; *A* — układ ARCz; *G4* — generator 100 kHz; *DS* — detektor szumów

zastosowano niezależne demodulatory górnej i dolnej wstęgi w celu oddzielenia wstęg. Wstęgi są rozdzielane przy częstotliwości pośredniej 100 kHz za pomocą wąskich filtrów, poprzedzających demodulatory.

W każdym odbiorniku znajduje się (nie pokazany na rysunkach) układ informujący o stosunku sygnału do szumu mający na celu unieruchomienie silnika ARCz dla zabezpieczenia przed błędnym rozstrojeniem układu w czasie, gdy poziom pilotującej częstotliwości nośnej jest bardzo mały i duże chwilowe wartości napięcia szumów mogłyby wytrącić silnik z położenia odpowiadającego właściwemu dostrojeniu. W zależności od potrzeb, do demodulacji wstęgi bocznej w demodulatorze może być stosowana nośna lokalna lub odtworzona.

16-5. Odbiorniki krótkofalowe do odbioru SSB w systemie bez fali nośnej

W wielu układach odbiorników opisanych w tym rozdziale jest stosowana ARCz, której zadaniem jest zmniejszenie wymagań dotyczących stabilności częstotliwości generatorów po stronie nadawczej i odbiorczej. Zmniejszenie wymagań co do stabilności częstotliwości jest uzyskiwane kosztem rozbudowy odbiornika, ze względu na konieczność stosowania dodatkowych układów ARCz. Własności

odbiornika z ARCz mogą się znacznie pogorszyć w okresach głębokich zaników selektywnych, gdy poziom pilotującej częstotliwości nośnej spadnie na dłuższy czas poniżej progu działania układu ARCz. Również zakłócające fale nośne, mieszczące się w pasmie przepuszczania filtru nośnej, lub fale nośne, które przesuwają się przez pasmo tego filtru, mogą przechwycić ARCz wprowadzając błędy częstotliwościowe i zmniejszając zrozumiałość lub uniemożliwiając odbiór. Skutki interferencji lub zagłuszania są specjalnie szkodliwie w odbiornikach z ARCz stosowanych w wojsku. W celu uzyskania odporności na zakłócenia, współczesne odbiorniki wojskowe SSB prawie wyłącznie pracują w systemie bez fali nośnej. Odwrotnie, prawie we wszystkich odbiornikach łączności stacjonarnej stosuje się nośną częstotliwość pilotującą i ARCz. Jednak ostatnio istnieje tendencja do stosowania urządzeń SSB bez fali nośnej zarówno w służbach wojskowych jak i cywilnych.

Wszystkie odbiorniki opisane w tym rozdziale mogą być przystosowane do pracy bez fali nośnej, mimo że pokazano je z układami ARCz. Jedyną modyfikacją niezbędną do przystosowania odbiornika z ARCz do odbioru sygnałów SSB bez fali nośnej jest usunięcie układów ARCz i zastosowanie stabilizacji częstotliwości wszystkich heterodyn. Działanie ARW uzyskiwane poprzednio z pilotującej częstotliwości nośnej musi być uzyskiwane w tym przypadku z amplitudy wstęgi bocznej. Sposoby stabilizacji częstotliwości omówiono w rozdz. 8.

Literatura

16-1. H. D. Arnold, Lloyd Espenschied: Transatlantic Radio Telephony. *Bell System Tech. J.*, October 1923, pp. 126–129.

16-2. N. Koomans: Single Sideband Telephone Applied to the Radio Link between the Netherlands and the Netherlands East Indies. *Proc. IRE*, February 1938, pp. 193–203.

16-3. A. A. Roetken: A Single Sideband Receiver for Short-wave Telephone Service. *Proc. IRE*, December 1938, pp. 1455–1465.

16-4. Von E. Schultz, D. Leypold, H. Schreiber: The Siemens Single Sideband Receiver KW 2/6. *Frequenz*, September 1954, pp. 306–313.

17. UKŁADY WIELKIEJ I POŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI ODBIORNIKÓW

Poprzedni rozdział dotyczył ogólnych zagadnień przemiany częstotliwości w odbiornikach SSB i odnosił się do schematów blokowych konkretnych odbiorników. W tym rozdziale będą omówione szczegóły dotyczące wzmacniania wielkiej częstotliwości i jej przemiany na stałą częstotliwość pośrednią.

17-1. Szumy własne odbiornika

Wzmacniacze w.cz. i p.cz. oraz mieszacze w odbiorniku SSB mają za zadanie zwiększenie poziomu małych sygnałów przychodzących z anteny odbiorczej do poziomu nadającego się do podania na demodulator. Bardzo mały sygnał (rzędu 1 μV lub mniej) przed podaniem na końcowy demodulator odbiornika musi zostać wzmocniony aż 130 dB. Tak duża wartość wzmocnienia może być uzyskana tylko w kilku połączonych kaskadowo stopniach wzmacniaczy i mieszaczy odpowiednio zaprojektowanych i dostrojonych dla zapewnienia stabilnej pracy.

Chcąc uzyskać dużą czułość i możliwość odbierania słabych sygnałów konstruktor odbiornika próbuje zwiększyć wzmocnienie od anteny do wyjścia odbiornika. Jednak ze względu na istniejące w odbiorniku źródła szumów nie jest możliwe nieograniczone zwiększanie wzmocnienia i czułości odbiornika. Gdy zmniejsza się poziom sygnałów na wejściu odbiornika, szum własny „przygłusza" sygnał. Źródła szumów odbiornika obejmują szum cieplny (Johnson) [17-1] i szum efektu śrutowego, do którego zalicza się szum wywołany ładunkami indukowanymi w siatce (szum składowej konduktancji wejściowej lampy wywołanej wpływem czasu przelotu elektronów) [17-2]. Wszystkie wzmacniacze i mieszacze odbiornika biorą udział w generacji szumów, ale w różnym stopniu. Odbiornik powinien być tak skonstruowany, aby jego szumy własne były jak najmniejsze. Zewnętrzne źródła szumów, takie jak szumy cieplne anteny, szumy atmosferyczne, szumy przemysłowe, również zmniejszają użyteczną czułość odbiornika, lecz konstruktor odbiornika nie ma na to wpływu. W wielu przypadkach niekontrolowany szum pochodzący z anteny jest tak duży, że szum własny odbiornika przestaje mieć znaczenie. W rzeczywistości przy częstotliwościach poniżej 30 MHz, jeśli nie są stosowane zbyt krótkie anteny, szumy własne rzadko ograniczają własności odbiornika.

Siła elektromotoryczna szumu cieplnego jest proporcjonalna do pierwiastka z temperatury bezwzględnej, rezystancji i szerokości wstęgi.

Wyrażenie na szum cieplny ma następującą postać [17-3]

$$E_{sz}^2 = 4kTRB^{1)} \qquad (17\text{-}1)$$

przy czym

E_{sz} — wartość skuteczna SEM szumów [V];
k — stała Boltzmanna, $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°K;
T — temperatura [°K], $T = 273 + °C$;
R — rezystancja [Ω];
B — szerokość pasma szumów [Hz].

Wyrażenie powyższe można uprościć dla temperatury pokojowej do

$$E_{sz} = 1{,}27\sqrt{RB} \cdot 10^{-4} \text{ [}\mu\text{V]}$$

W powyższym wyrażeniu R określa rezystancję opornika lub zastępczą rezystancję równoległą obwodu rezonansowego załączonego na wejściu wzmacniacza. Szerokość pasma szumów B jest szerokością zastępczej, prostokątnej charakterystyki przenoszenia, która daje taką samą moc szumów na wyjściu jak obwód rzeczywisty. Gdy rozważa się szum wytwarzany przez stopień wzmacniacza w. cz., który ma szersze pasmo niż pasmo całego odbiornika, należy brać pod uwagę tylko szum w pasmie węższym.

Dla szumu efektu śrutowego dogodnie jest odnosić zdolność wytwarzania szumu przez wzmacniacz lub mieszacz do jego obwodu siatkowego. Zastępczą wartość rezystancji szumów wywoływanych efektem śrutowym dla wzmacniaczy i mieszaczy można znaleźć w licznych tablicach [17-4]. Wartości te wynoszą od 180 Ω dla lampy 6AG7 w połączeniu triodowym do 9200 Ω dla pentody 6SK7[2]. Uzyskane z tablic lub z wyrażeń podanych później wartości rezystancji zastępczej mogą być stosowane w równaniu szumu cieplnego (17-1).

Gdy elektron biegnie od katody do anody, indukuje w obwodzie siatki prąd, najpierw w jednym kierunku (gdy zbliża się do siatki), a następnie w odwrotnym (gdy mija siatkę i biegnie do anody). Fluktuacje efektu śrutowego licznych elektronów stanowiących prąd katodowy indukują w ten sposób w obwodzie siatki napięcie szumów, zwane indukowanym napięciem szumów lub szumem indukowanym. Fakt, że przepływ elektronów od katody do anody nie jest natychmiastowy, wywołuje pojawienie się rezystancyjnej składowej impedancji wejściowej siatki. Zarówno indukowany szum siatkowy jak i rezystancja wejściowa zależą od czasu przelotu elektronów i są ze sobą wzajemnie związane. Zależność napięcia indukowanego szumu siatkowego od składowej rezystancji wejściowej wywołanej czasem przelotu jest określona wzorem

$$E = 2{,}83\sqrt{R_e B} \cdot 10^{-4} \text{ [}\mu\text{V]} \qquad (17\text{-}2)$$

w którym:

R_e — składowa rezystancji wywołana obciążeniem wejścia lampy wynikającym z czasu przelotu elektronów, zwana elektronową rezystancją wejściową [Ω];
B — zastępcza szerokość pasma szumów [Hz].

Z porównania równań (17-2) i (17-1) wynika, że siła elektromotoryczna szumów wynikająca z rezystancji wywołanej czasem przelotu jest $\sqrt{5}$ razy większa niż

[1] Jest to ze względu na losowy charakter chwilowej wartości przebiegu szumowego wartość średnia kwadratu SEM szumów (przyp. red.).

[2] Współczesne pentody europejskie jak np. E810F mają rezystancję szumów rzędu 110 Ω (przyp. tłum.).

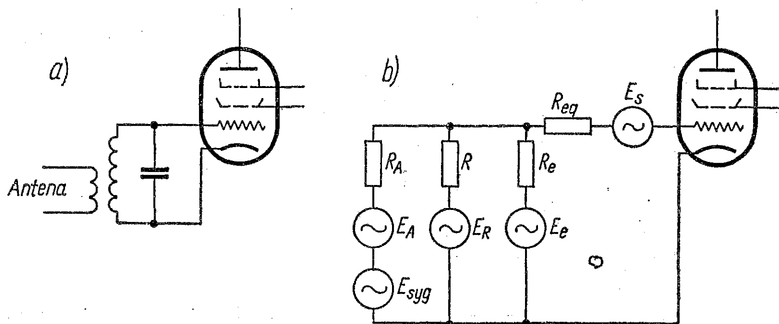
szum cieplny wywołany tą rezystancją. Inaczej mówiąc, rzeczywista temperatura szumów tej rezystancji jest 5 razy większa od normalnej temperatury otoczenia.

Indukcyjność odprowadzeń katody również wnosi do wzmacniacza rezystancję wejściową, lecz nie ma wpływu na indukowany szum siatkowy. Zarówno składowa tej rezystancji wywołana czasem przelotu jak i składowa wywołana indukcyjnością doprowadzeń katody zmniejszająca się w przybliżeniu z kwadratem częstotliwości. Utrudnia to określenie, jaka część rezystancji wejściowej wynika z czasu przelotu elektronów. Zmniejsza to dokładność wzoru (17-2) przy określaniu napięcia szumu wynikającego z elektronowej rezystancji wejściowej. W zakresie fal krótkich zjawisko to jest przy obliczaniu szumów często pomijalne. W tym przypadku rzeczywista SEM szumów jest nieco większa niż obliczona. Pewniejszym sposobem jest przyjęcie przy obliczaniu szumów wypadkowej wartości rezystancji wejściowej jako równej R_e i obliczenie szumu na tej podstawie. Rzeczywista wartość SEM szumu będzie leżała między tymi dwiema obliczonymi wartościami.

Rezystancja wejściowa pentody typu 6BA6 przy 30 MHz wynosi 20 kΩ, a pentody 6AK5 90 kΩ [17-5].

17-2. Szumy wzmacniaczy

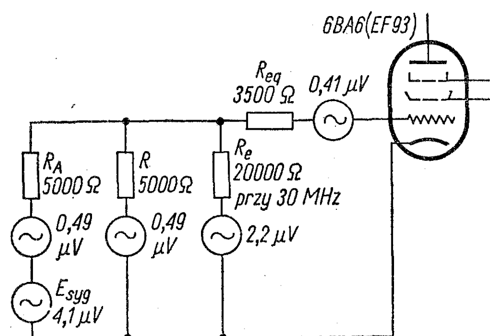
Uproszczony schemat wzmacniacza w. cz. pokazano na rys. 17-1a. W układzie zastępczym przedstawionym na rys. 17-1b pokazano wszystkie istotne źródła szumów. R_A jest przetransformowaną rezystancją anteny, R jest zastępczą równoległą rezystancją obwodu rezonansowego równą QX_L, R_e jest elektronową rezystancją wejściową, a R_{eq} jest rezystancją zastępczą szumu śrutowego od-



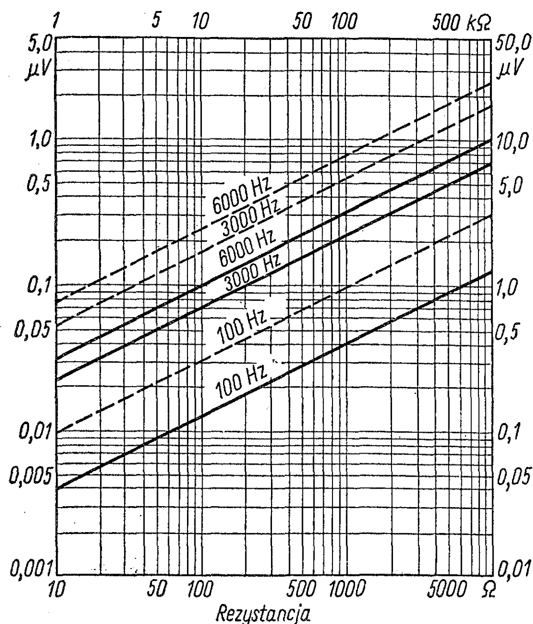
Rys. 17-1. Wzmacniacz wejściowy odbiornika: a) schemat uproszczony; b) układ zastępczy ze źródłami szumów

niesioną do obwodu siatki. Wartości SEM włączonych w szereg z każdym opornikiem szumów obliczono na podstawie równań określających wartość szumów cieplnych, śrutowych i spowodowanych czasem przelotu, przy szerokości pasma szumów wynoszącym 3000 Hz. Typowe wartości rezystancji szumów dla pierwszego stopnia odbiornika pokazano na rys. 17-2. Całkowite napięcie szumów w obwodzie siatki można określić, obliczając średnią kwadratową wartości wszystkich napięć szumów występujących w obwodzie. Przykład z rys. 17-2 ilustruje metodę obliczenia szumów w stopniu wejściowym odbiornika dla częstotliwości 30 MHz. Całkowita SEM szumów załączona między katodę a siatkę wynosi 0,57 μV. W celu uproszczenia obliczeń można się posługiwać nomogramem

przedstawionym na rys. 17-3, z którego można znaleźć SEM szumów dla każdej wartości rezystancji i dla różnych szerokości pasma, w temperaturze pokojowej. W układzie z rys. 17-2, aby uzyskać stosunek sygnał/szum 10 dB jest potrzebna SEM sygnału 4,1 μV. SEM 4,1 μV działająca w szereg z przetransformowaną



Rys. 17-2. Typowe wartości rezystancji szumów dla lampy typu 6BA6 (EF93) pracującej w wejściowym stopniu odbiornika. Całkowite napięcie szumów na siatce sterującej wynosi 0,57 μV; napięcie sygnału na siatce sterującej jest równe 1,82 μV



Rys. 17-3. Szum cieplny i śrutowy (linie ciągłe) oraz szum związany z elektronową rezystancją wejściową (linie przerywane)

impedancją anteny (5 kΩ) odpowiada SEM 0,41 μV wzbudzonej przez sygnał w antenie o impedancji równej 50 Ω. Zwykle stosunek sygnał/szum $\left(\frac{S}{N}\right)$ mierzy się na wyjściu odbiornika, przy użyciu woltomierza wartości skutecznych. W takich warunkach pomiaru woltomierz wskazuje wartość skuteczną sumy napięcia szumów i sygnału. Jeśli zmierzona wartość stosunku $\frac{S+N}{N}$ wynosi 10 dB, wartość stosunku $\frac{S}{N}$ jest równa 9,5 dB. Ponieważ różnica między tymi wartościami

jest niewielka, zwykle nie rozróżnia się tych dwóch stosunków i mimo, że mierzy się stosunek sumy sygnału i szumu do szumu, wielkość ta dla uproszczenia jest często uważana za stosunek sygnału do szumu.

Rezystancję szumu śrutowego dla określonej lampy można obliczyć z następujących wyrażeń:
dla wzmacniacza triodowego

$$R_{eq} \approx \frac{2,5}{S_a}$$

dla wzmacniacza pentodowego

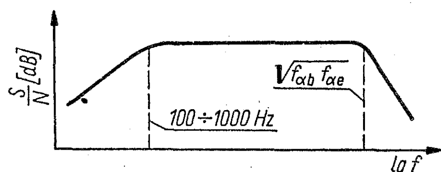
$$R_{eq} = \frac{I_{a0}}{I_{a0}+I_{e0}}\left(\frac{2,5}{S_a} + \frac{19\, I_{e0}}{S_a^2}\right)$$

przy czym

R_{eq} — zastępcza rezystancja szumu śrutowego [Ω];
S_a — nachylenie lampy [A/V];
I_{a0} — składowa stała prądu anodowego [A];
I_{e0} — składowa stała prądu ekranu [A].

Podsumowując, podstawowe źródła szumów we wzmacniaczu w. cz. odbiornika można przedstawić następująco: rezystancja anteny odbiorczej R_A jest przetransformowana do obwodu siatkowego; rezystancja równoległa obwodu rezonansowego R jest równa wartości QX_L bez obciążenia; wejściowa rezystancja elektronowa wzrasta z kwadratem częstotliwości, lecz mogą być trudności z odróżnieniem jej wartości od rezystancji wywołanej indukcyjnością doprowadzeń katody; rezystancję zastępczą efektu śrutowego R_{eq} można określić z równań podanych wyżej, z katalogów lampowych lub przez pomiar.

W tranzystorach stosowanych we wzmacniaczach występują cztery zasadnicze źródła szumów. Są to: szum cieplny wynikający z rozproszonej rezystancji obszaru bazy, szum śrutowy wynikający z dyfuzji i rekombinacji w półprzewodniku, szum powierzchniowy i szum upływu. Szumy cieplny i śrutowy tranzystora są niezależne od częstotliwości, lecz dwa pozostałe rodzaje szumów zmieniają się odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości. Jeśli połączy się razem dwa



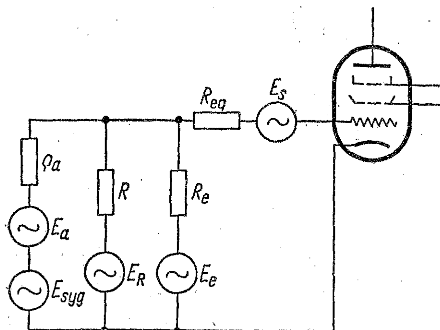
Rys. 17-4. Stosunek sygnał/szum dla wzmacniacza tranzystorowego

źródła szumów, których SEM zmieniają się jak $1/f$, i dwa źródła szumów, których SEM nie zmieniają się z częstotliwością , otrzymuje się prostą zależność pokazaną na rys. 17-4. Poczynając od częstotliwości równej $\sqrt{f_{\alpha b} f_{\alpha e}}$ stosunek sygnał/ /szum zaczyna zmniejszać się z szybkością 6 dB/oktawę ($f_{\alpha b}$ jest częstotliwością graniczną układu ze wspólną bazą a $f_{\alpha e}$ — układu ze wspólnym emiterem).

Warunki pracy tranzystora mają duży wpływ na jego szumy. Np. szum śrutowy zmniejsza się przy pracy z małymi wartościami prądu emitera [17-6].

17-3. Szumy mieszaczy

O stosunku sygnał/szum w niewłaściwie zaprojektowanym odbiorniku może przy odbiorze bardzo słabych sygnałów decydować wartość szumu mieszacza. Przy właściwym zaprojektowaniu układu mieszacza i odpowiednim doborze wzmocnienia wzmacniacza w. cz. można uniknąć zmniejszenia czułości odbiornika wskutek istnienia szumów mieszacza. Mieszacz jest silnym źródłem szumu fluktuacyjnego, o znacznie większym poziomie niż szum tej samej lampy stosowanej jako wzmacniacz. Źródła szumów mieszaczy są podobne do omówionych źródeł szumów występujących we wzmacniaczach. Ilustruje to układ zastępczy na rys. 17-5. ϱ_a jest rezystancją wewnętrzną poprzedniego stopnia, R — rezy-



Rys. 17-5. Układ zastępczy mieszacza lampowego ze źródłami szumów

stancją szumu cieplnego wywołanego układem międzystopniowym, R_e — rezystancją wynikającą z czasu przelotu elektronów. Zastępczą rezystancję szumu śrutowego mieszacza R_{eq} można znaleźć z następujących wyrażeń [17-4]:
dla mieszacza triodowego

$$R_{eq} \approx \frac{4}{S_p} \text{ lub w przybliżeniu } \frac{16}{S_m}$$

dla mieszacza pentodowego

$$R_{eq} \approx \frac{I_{a0}}{I_{a0}+I_{e0}} \left(\frac{2{,}5}{S_p} + \frac{19\, I_{e0}}{S_p^2} \right)$$

dla mieszacza heptodowego

$$R_{eq} \approx 20 \frac{I_{a0}\,(I_{k0}-I_{a0})}{I_{k0}\, S_p^2}$$

przy czym:

S_p — nachylenie przemiany [A/V];
I_{a0} — składowa stała prądu anodowego [A];
I_{e0} — składowe stałe prądu ekranu [A];
I_{k0} — składowa stała prądu katodowego [A];
S_m — maksymalna wartość nachylenia charakterystyki w czasie okresu częstotliwości heterodyny.

Z porównania powyższych wyrażeń z wyrażeniami na szum śrutowy wzmacniacza wynika, że lampa pracująca jako mieszacz wytwarza znacznie większą wartość szumu śrutowego niż ta sama lampa użyta jako wzmacniacz. Mieszacze

pentodowe i heptodowe są szczególnie szumiące (ze względu na udział szumu powodowanego fluktuacjami rozpływu prądu między siatkę ekranującą a anodę). Np. mieszacz heptodowy z lampą typu 6BE6 ma rezystancję szumu śrutowego 195 kΩ.

Jeśli obwody wejściowe mieszacza nie są dostatecznie selektywne, szum wejściowy przy częstotliwości lustrzanej należy dodać do napięcia szumu mieszacza obliczonego w normalny sposób. Napięcie szumów efektu śrutowego podawane w katalogach i równaniach zawiera już szum lustrzany. Bardziej szczegółowe informacje dotyczące mieszaczy można znaleźć w pracach [17-7] oraz [17-4].

17-4. Udział szumów dalszych stopni

W poprawnie skonstruowanym odbiorniku udział szumu wzmacniacza wejściowego powinien stanowić przeważającą część całkowitych szumów odbiornika. SEM szumów wytwarzane w dalszych stopniach odbiornika można, po podzieleniu przez współczynnik wzmocnienia, dodać szeregowo do SEM szumu efektu śrutowego w układzie z rys. 17-1. Szum wytwarzany przez dalsze stopnie odbiornika, odniesiony do obwodu siatkowego pierwszego stopnia, wynosi

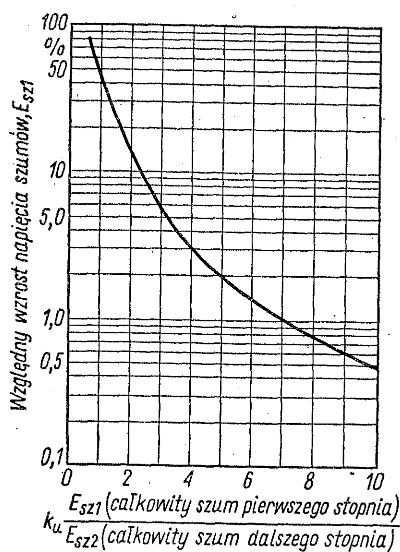
$$E'_{sz2} = \frac{E_{sz2}}{K_u}$$

przy czym:
E_{sz2} — SEM szumu dalszego stopnia;
K_u — całkowite wzmocnienie napięciowe między stopniami.

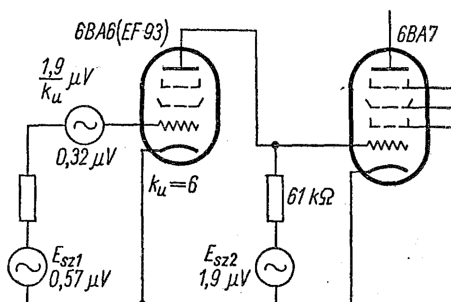
SEM szumów dalszych stopni odbiornika oblicza się tak samo jak dla stopnia wejściowego z tym, że przy rozpatrywaniu szumów E_{sz2} rezystancja wewnętrzna lampy i rezystancja obciążenia poprzedniego stopnia są uważane za źródło szumów. W układzie złożonym z pentody sterującej szumiący mieszacz, wszystkie szumy z wyjątkiem szumów mieszacza można pominąć. Wypadkową SEM szumów stanowi średnią kwadratową wartość wszystkich SEM szumów odniesionych do wejścia. Jeśli wartość $\frac{E_{sz1}}{E_{sz2}} K_u$ jest większa niż 7, szum dalszego stopnia można pominąć. Błąd powstający w wyniku takiego pominięcia będzie mniejszy niż 1%. Wpływ SEM szumów wywołanych dalszymi stopniami odbiornika, odniesiony do wejścia można określić z wykresu przedstawionego na rys. 17-6. Jeśli po wzmacniaczu wejściowym pracującym z lampą 6BA6 w układzie z uziemioną kątodą jest załączony mieszacz pracujący z lampą 6BA7 (jak na rys. 17-7), to dla wzmocnienia wzmacniacza wynoszącego 6 równoważna SEM szumów wejściowych wzrośnie o 15%.

17-5. Współczynnik szumów

Napięcie szumów jest proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z rezystancji i szerokości pasma; zatem aby w odbiorniku szerokopasmowym lub o dużej rezystancji wejściowej uzyskać określony stosunek sygnał/szum, jest wymagany wyższy poziom sygnału wejściowego niż w odbiorniku wąskopasmowym lub o małej rezystancji wejściowej. Z tego względu, bez określenia rezystancji wejściowej i szerokości pasma oraz poziomu sygnału niemożliwe jest porównanie jakości odbiorników pod względem zdolności odbioru słabych sygnałów. W celu



Rys. 17-6. Wpływ napięcia szumów dalszych stopni odbiornika, odniesiony do napięcia szumów stopnia wejściowego



Rys. 17-7. Wzmacniacz wejściowy odbiornika sprzężony ze źródłem szumów wywołanych mieszaczem heptodowym. SEM szumów odniesiona do wejścia $= \sqrt{0{,}32^2+0{,}57^2} = 0{,}65\ \mu V$

ustalenia kryterium jakości odbiorników wprowadzono wielkość zwaną współczynnikiem szumów, która jest niezależna od rezystancji wejściowej i szerokości pasma, lecz zależy od impedancji źródła [17-8, 17-9]. Współczynnik szumów F jest miarą zachodzącego w odbiorniku pogorszenia stosunku sygnał/szum odbieranego sygnału i jest wyrażony jako

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}} \qquad (17\text{-}3)$$

przy czym $\frac{S}{N}$ jest stosunkiem mocy sygnału do mocy szumu. „Idealny" (pod względem czułości) odbiornik jest odbiornikiem, który do sygnału nie dodaje szumów, lecz zachowuje taki stosunek sygnał/szum, jaki przychodzi z anteny. W takim „idealnym" odbiorniku współczynnik szumów jest równy 1 lub 0 dB. W przykładzie z rys. 17-2 współczynnik szumów wynosi

$$F = \left(\frac{\frac{4{,}1}{0{,}49}}{\frac{1{,}82}{0{,}57}}\right)^2 = 6{,}8 \quad \text{lub} \quad 8{,}3\ \text{dB}$$

Zależność sygnału wejściowego niezbędnego do uzyskania określonego stosunku sygnał/szum od współczynnika szumów może być określona z równania (17-3). Chociaż stosunek sygnał/szum w równaniu (17-3) jest wyrażony jako stosunek mocy, do obliczeń można przyjąć również kwadraty sił elektromoto-

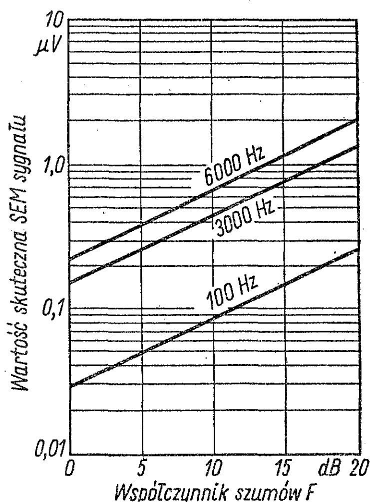
rycznych sygnału i szumu, gdyż źródła sygnału i szumu są połączone w szereg i pracują na to samo obciążenie. Zatem oznaczając przez n stosunek sygnału do szumu na wyjściu odbiornika, przez E_{wej} SEM sygnału (anteny) potrzebną do uzyskania tego stosunku sygnał/szum, a przez R_A rezystancję źródła (anteny), otrzymamy współczynnik szumów

$$F = \frac{\frac{E_{we}^2}{4kTBR_A}}{n}$$

oraz

$$E_{we} = \sqrt{4kTBR_A nF}$$

Na rys. 17-8 pokazano wykres powyższej zależności dla trzech różnych szerokości pasma. Dla emisji A3 zależność stosunku sygnał/szum od współczynnika szumów jest podobna z tym, że dla A3 należy przyjmować, że SEM sygnału jest rów-



Rys. 17-8. Nomogram do obliczenia wartości SEM na wejściu odbiornika o rezystancji 50 Ω, koniecznej do uzyskania na jego wyjściu stosunku sygnał plus szum/szum wynoszącego 10 dB w zależności od wartości współczynnika szumów dla trzech szerokości pasma odbiornika

na mE_{wy}, przy czym m jest głębokością modulacji (przy detekcji sygnałów A3 jako użyteczny sygnał wyjściowy wykorzystuje się tylko obwiednię). Zależność amplitudy SEM fali nośnej od współczynnika szumów dla modulacji A3 jest następująca:

$$E_n = \frac{2}{m}\sqrt{kTB' R_A nF}$$

przy czym E_n — amplituda SEM fali nośnej.

Wszystkie pozostałe oznaczenia mają takie samo znaczenie jak powyżej, jedynie szerokość pasma B' jest równa połowie szerokości pasma p. cz. lub pełnej szerokości pasma m. cz. po detekcji (do wzoru podstawia się szerokość węższego z tych dwu pasm).

Współczynnik szumów dla typowego stopnia wejściowego odbiornika (pokazanego na rys. 17-2) można obliczyć z równania (17-3). Stosunek sygnał/szum na wyjściu poprawnie skonstruowanego odbiornika oblicza się z SEM sygnału

i zastępczej SEM szumów poszczególnych stopni odniesionych do wejścia pierwszego wzmacniacza. Stosunek sił elektromotorycznych sygnału i szumu na wejściu jest taki sam jak na zaciskach anteny. Przyjmuje się, że rzeczywista temperatura anteny jest taka sama jak reszty układu[1]. Jeśli posłużymy się kwadratami SEM, stosunek sygnał/szum na wejściu wynosi

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{we} = \frac{E_{syg}^2}{4kTBR_A}$$

Kwadrat SEM sygnału na wyjściu (na siatce sterującej 6BA6) wynosi

$$E_s^2 = \left[\frac{E_{syg}\left(\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R}}\right)}{R_A+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R}}}\right]^2$$

Kwadrat SEM szumów na siatce wytwarzanych przez R_A wynosi

$$E_{sz\,R_A}^2 = \frac{4kTBR_A\left(\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R}}\right)^2}{\left(R_A+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R}}\right)^2}$$

Kwadrat SEM szumów na siatce wytwarzanych przez R wynosi

$$E_{sz\,R}^2 = \frac{4kTBR\left(\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R_A}}\right)^2}{\left(R+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_e}+\dfrac{1}{R_A}}\right)^2}$$

Kwadrat SEM szumów na siatce wytwarzanych przez R_e wynosi

$$E_{sz\,R_e}^2 = \frac{20kTBR_e\left(\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_A}+\dfrac{1}{R}}\right)^2}{\left(R_e+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_A}+\dfrac{1}{R}}\right)^2}$$

[1] Jest to równoważne pominięciu wpływu szumów anteny związanych z jej rezystancją promieniowania. Dlatego w warunkach rzeczywistego odbioru stosunek $\frac{S}{N}$ występujący rzeczywiście na zaciskach anteny jest znacznie mniejszy (przyp. red.).

Sprowadzając te trzy wyrażenia na szum do wspólnego mianownika, upraszczając i dodając otrzymujemy kwadrat wypadkowej SEM szumów na siatce

$$E_{sz}=4kTB\left[\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{5}{R_e}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}}\right)^2+R_{eq}\right]$$

Dzieląc E_s^2 przez E_{sz}^2 otrzymamy

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}=\frac{\frac{E_{syg}}{R_A^2}\left(\frac{1}{\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}}\right)^2}{4kTB\left[\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{5}{R_e}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}}\right)^2+R_{eq}\right]}$$

Współczynnik szumów można obliczyć ze stosunku $\left(\frac{S}{N}\right)$ na wejściu i na wyjściu

$$F=\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}}=$$

$$=\frac{E_{syg}^2}{4kTBR_A}\,\frac{4kTB\left[\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{5}{R_e}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}}\right)^2+R_{eq}\right]}{\frac{E_{syg}^2}{R_A^2}\left(\frac{1}{\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}}\right)^2}=$$

$$=R_A\left[\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{5}{R_e}\right)+R_{eq}\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}\right)^2\right]=$$

$$=1+R_A\left[\frac{1}{R}+\frac{5}{R_e}+R_{eq}\left(\frac{1}{R_A}+\frac{1}{R}+\frac{1}{R_e}\right)^2\right]$$

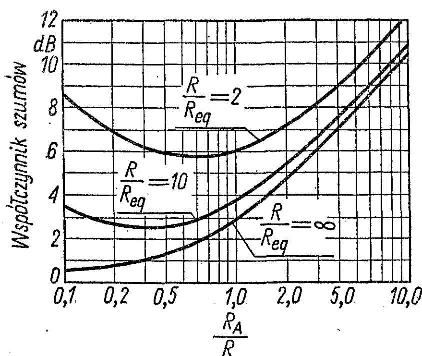
W przykładzie z rys. 17-2 współczynnik szumów wynosi

$$F=1+5\left[\frac{1}{5}+\frac{5}{20}+3{,}5\left(\frac{1}{5}+\frac{1}{5}+\frac{1}{20}\right)^2\right]=6{,}8 \quad \text{lub} \quad 8{,}3\ \text{dB}$$

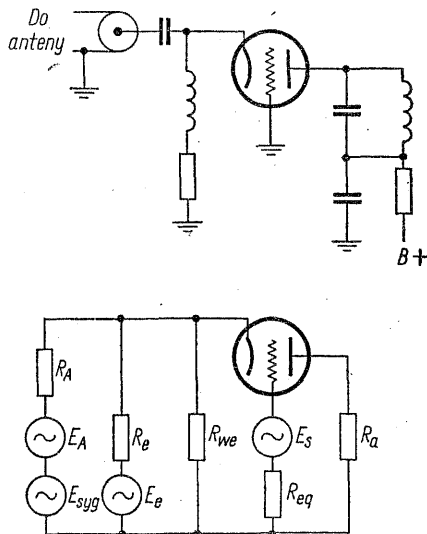
co zgadza się z wartością otrzymaną z równania (17-3) (wszystkie wartości rezystancji zostały pomnożone przez 10^{-3}).

Jeśli jest pożądane dopasowanie anteny do wejścia odbiornika, minimalny współczynnik szumów, który można uzyskać wynosi 2 (3 dB) i to tylko wówczas, gdy R_e jest duże, a R_{eq} bardzo małe. Wpływ szumu efektu śrutowego i dopasowania anteny pokazano na rys. 17-9. Na wykresie przyjęto, że elektronowa rezys-

tancja wejściowa lampy jest dostatecznie duża i może być pominięta. Jeśli w stopniu wejściowym jest dobrany odpowiedni typ lampy, przyjęcie takiego założenia przy częstotliwościach poniżej 30 MHz jest na ogół słuszne. Chociaż współczynnik szumów bardziej dokładnie określa czułość odbiornika, w praktyce do określania parametrów odbiorników jest stosowany zarówno współczynnik szumów jak i stosunek mocy sumy sygnału i szumu do szumu.



Rys. 17-9. Zależność współczynnika szumów od stosunku przetransformowanej rezystancji anteny R_A do równoległej rezystancji obwodu siatkowego R



Rys. 17-10. Obwody szumowe wzmacniacza z uziemioną siatką.

$$R_{we} = \frac{R_a + \varrho_a}{K_a + 1}$$

Stosowanie wzmacniaczy z uziemioną siatką w stopniach wejściowych jest korzystne [17-10]. Układ taki umożliwia stosowanie triod mających małe szumy wynikające z efektu śrutowego, bowiem separacja między obwodami wejściowymi a wyjściowymi, którą daje uziemiona siatka, zapewnia stabilność wzmacniacza (brak tendencji do wzbudzania się). Układ zastępczy umożliwiający określenie napięcia szumów pokazano na rys. 17-10.

Współczynnik szumów jest równy

$$F = 1 + R_A + \left[\frac{5}{R_e} + R_{eq}\left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_e}\right)^2 \left(\frac{K_a}{K_a+1}\right)^2\right]$$

przy czym:

R_e — elektronowa rezystancja wejściowa lampy;
R_A — przetransformowana rezystancja anteny;
R_{eq} — zastępcza rezystancja efektu śrutowego;
K_a — współczynnik amplifikacji lampy.

Współczynnik szumów stopnia z uziemioną siatką jest określony wyrażeniem podobnym do wyrażenia określającego współczynnik szumów stopnia z uziemioną katodą, z wyjątkiem dodania w jednym z wyrażeń współczynnika $\left(\frac{K_a}{K_a+1}\right)^2$ i pominięcia wielkości $\frac{1}{R}$ (ponieważ zwykle są one bardzo małe). Aby uzyskać

tak mały współczynnik szumów w stopniu z uziemioną siatką jak w stopniu z uziemioną katodą, niezbędne jest zrezygnowanie z selektywności, ze względu na duże obciążenie obwodu wejściowego rezystancją wejściową katody. Jest to szczególnie wyraźne w zakresie krótkofalowym, gdzie rezystancja wejściowa katody jest mała w porównaniu z rezystancją wywołaną czasem przelotu elektronów. Zależnie od typu lampy, rezystancja wywołana czasem przelotu staje się równa rezystancji wejściowej katody przy częstotliwości leżącej w zakresie VHF lub UHF. Powyżej tej częstotliwości selektywność jest prawie jednakowa w obydwu układach.

Wyrażenie na współczynnik szumów tranzystora [17-11] wyprowadzone z zasad fizycznych działania tranzystora jest bardzo złożone. Ponieważ wiele parametrów układu nie jest podawanych przez producentów tranzystorów, przydatność takiego wyrażenia dla konstruktora układu jest niewielka. Chociaż możliwe jest zmierzenie tych parametrów [17-12] i obliczenie współczynnika szumów, bardziej celowy jest prosty pomiar własności szumowych tranzystorów.

Szumy wytwarzane przez tranzystor (lub lampę) można również przedstawić za pomocą napięciowego generatora szumów załączonego w szereg z wejściem i prądowego generatora szumów załączonego równolegle do wejścia [17-13, 17-14]. Przy tej koncepcji układu pomija się mechanizm fizyczny powstawania szumów, chociaż w lampie generator napięciowy można porównać z napięciem szumów wytwarzanym przez zastępczą rezystancję szumów R_{eq}, a generator prądowy z szumem indukowanym w siatce.

Współczynnik szumów określa się przez pomiar przy częstotliwości pracy zastępczego napięcia szumów generatora szeregowego i zastępczego prądu szumów generatora równoległego. W razie potrzeby można zamiast SEM napięciowego generatora szumów E_{sz} wprowadzić równoważną rezystancję szumów R_{eq} posługując się równaniem (17-1)

$$E_{sz}^2 = 4kTBR_{eq}$$

Podobnie prąd szumów generatora równoległego może być przeliczony na równoważną konduktancję szumów G_{sz} zgodnie z zależnością

$$I_{sz}' = 4kTBG_{sz}$$

Rozważmy układ zastępczy uwzględniający źródła szumów tranzystora przedstawiony na rys. 17-11a. Zwykle między źródłami szumów E_{sz} a I_{sz} istnieje pewna korelacja (nie są one niezależne). Kwadrat napięcia szumów na wejściu bezszumowego wzmacniacza wywołanych rezystancją generatora R_g wynosi

$$E_{gsz}^2 \left(\frac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2$$

Niech współczynnik korelacji między E_{sz} a I_{sz} będzie

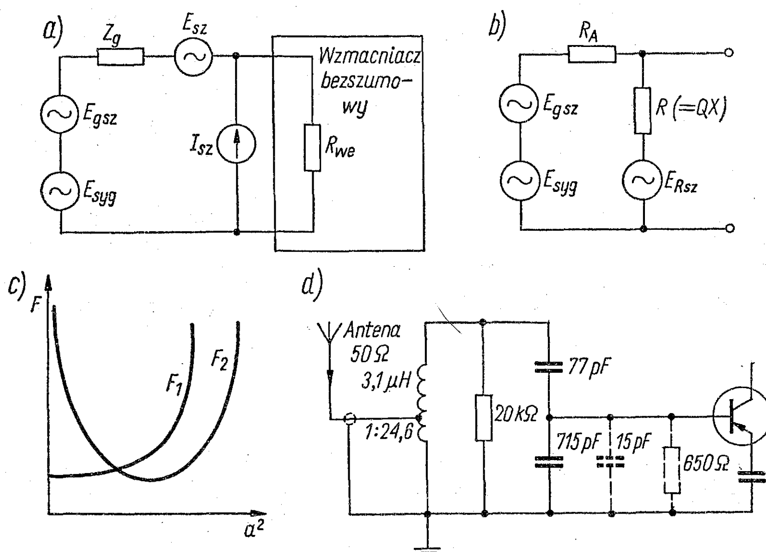
$$\gamma = |\gamma| \cos\theta + j\, |\gamma| \sin\theta$$

Wartość $|\gamma|$ zawiera się między zerem a jednością, θ jest kątem przesunięcia fazowego między skorelowanymi składowymi E_{sz} a I_{sz}. Kwadrat napięć na wejściu bezszumnego wzmacniacza pochodzących z tych dwóch źródeł szumów wynosi zatem

$$[E_{sz}^2+2\,|\gamma|\,E_{sz}\,I_{sz}\,(R_g\cos\theta\mp X_g\sin\theta)+I_{sz}^2\,Z_g^2]\left(\frac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2$$

Znaki plus lub minus zależą od tego, czy X_g jest tego samego, czy przeciwnego znaku co sin θ. Kwadrat całkowitego napięcia szumów na rezystancji wejściowej wzmacniacza R_{we} wynosi zatem

$$N_{wy}=\left[E_{gsz}^2+E_{sz}^2+2\,|\gamma|\,E_{sz}\,I_{sz}\,(R_g\cos\theta\mp X_g\sin\theta)+I_{sz}^2\,Z_g^2\right]\left(\frac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2$$



Rys. 17-11. Analiza szumów tranzystorowego wzmacniacza w.cz.: a) zastępczy układ szumów tranzystora; b) zastępczy układ szumów anteny i obwodu rezonansowego; c) zależność współczynników szumów F_1 i F_2 od stosunku odczepu cewki a^2; d) wejściowy stopień odbiornika na 10 MHz, zaprojektowany dla minimalnego współczynnika szumów przy $\frac{Q'}{Q}=\frac{1}{2}$, wejściowej rezystancji tranzystora $R = 650\ \Omega$ i wejściowej pojemności $C = 15$ pF

Kwadrat napięcia sygnału na R_{we} wynosi

$$S_{wy}=E_{syg}^2\left(\frac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2$$

Kwadrat napięcia sygnału wejściowego wynosi $S_{we}=E_{syg}^2$, zaś kwadrat napięcia szumu wejściowego $N_{we}=E_{gsz}^2$. Zatem

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}} =$$

$$= \frac{\dfrac{E^2_{syg}}{E^2_{gsz}}}{\dfrac{E^2_{syg}\left(\dfrac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2}{[E^2_{gsz}+E^2_{sz}+2\,|\gamma|\,E_{sz}\,I_{sz}\,(R_g \cos\theta \mp X_g \sin\theta)+I^2_{sz}\,Z^2_g]\left(\dfrac{R_{we}}{R_{we}+Z_g}\right)^2}} =$$

$$= \frac{E^2_{gsz}+E^2_{sz}+2\,|\gamma|\,E_{sz}\,I_{sz}\,(R_g \cos\theta \mp X_g \sin\theta)+I^2_{sz}\,Z^2_g}{E^2_{gsz}}$$

lub po przekształceniu

$$F = 1 + \frac{E^2_{sz}}{E^2_{gsz}} + \frac{2\,|\gamma|\,E_{sz}\,I_{sz}\,(R_g \cos\theta \mp X_g \sin\theta)}{E^2_{gsz}} + \frac{I^2_{sz}\,Z^2_g}{E^2_{gsz}}$$

Podstawiając do poprzedniego równania $E^2_{gsz} = 4kTBR_g$, $E^2_{sz} = 4kTBR_{eq}$ oraz $I^2_{sz} = 4kTBG_{sz}$ otrzymamy

$$F = 1 + \frac{R_{eq}}{R_g} + \frac{2|\gamma|\sqrt{R_{eq}\,G_{sz}}\,(R_g \cos\theta \mp X_g \sin\theta)}{R_g} + G_{sz}\frac{Z^2_g}{R_g} \qquad (17\text{-}4)$$

Wartość R_g, dla której współczynnik szumów osiąga minium, można znaleźć różniczkując F najpierw względem X_g, a następnie, po podstawieniu minimalnej wartości X_g równania współczynnika szumów, różniczkując je znowu względem R_g. Po wykonaniu tego okazuje się, że dla minimalnego współczynnika szumów

$$X_g = -|\gamma|\sqrt{R_{eq}\,G_{sz}}\sin\theta$$

W pewnych warunkach przez wprowadzenie odpowiedniej szeregowej reaktancji generatora może nastąpić znaczna poprawa współczynnika szumów. Jeśli impedancja wewnętrzna źródła jest czystą rezystancją, wyrażenia na $R_{g\ opt}$ i F_{min} stają się bardzo proste. Podstawiając $X_g = 0$ do równania (17-4), wartość R_g, dla której współczynnik szumów jest minimalny, można znaleźć przez zróżniczkowanie F względem R_g i przez przyrównanie otrzymanego wyrażenia do zera. Daje to

$$R_{g\ opt} = \sqrt{\frac{R_{eq}}{G_{sz}}} = \frac{E_{sz}}{I_{sz}}$$

oraz

$$F_{min} = 1+2\,(1+|\gamma|\cos\theta\sqrt{R_{eq}\,G_{sz}} = 1+(1+|\gamma|\cos\theta)\frac{E_{sz}\,I_{sz}}{2kTB}$$

Podstawiając te wartości z powrotem do równania (17-4) otrzymamy

$$F = 1 + \frac{F_{min}-1}{2(1+|\gamma|\cos\theta)}\left(\frac{R_{g\,opt}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{g\,opt}}\right) + 2|\gamma|\sqrt{R_{eq}G_{sz}}\cos\theta \quad (17\text{-}5)$$

Wartości E_{sz} i I_{sz} oraz równoważną im rezystancję i konduktancję szumów R_{eq} i G_{sz} można wyznaczyć metodą podaną w dalszych rozdziałach. Wartość $|\gamma|\cos\theta$ można znaleźć mierząc F_{min} przy $R_g = R_{g\,opt}$, bowiem po podstawieniu znanych wartości do równania dla F_{min} jedyną niewiadomą pozostaje $|\gamma|\cos\theta$.

Równoważną SEM szumów E_{sz} można zmierzyć podłączając generator o małej impedancji wewnętrznej i znanym napięciu do wejścia tranzystora i wzmacniając napięcie wyjściowe tak, by poziom szumów tranzystora można było odczytać na mierniku wartości skutecznych. Rezystancja generatora musi być dostatecznie mała, aby prądowe źródło szumów było skutecznie zwierane i aby szum generatora zastępczego był mały w porównaniu z SEM szumów E_{sz}. Wymaga to, by rezystancja generatora była mała w porównaniu z zastępczą rezystancją szumów R_{eq}. Zastępcza wartość rezystancji szumów tranzystora jest w przybliżeniu równa $r_b + r_e/2$. Zatem konieczne jest, by $R_g \ll r_b + r_e/2$. Przy zerowym sygnale wyjściowym generatora odczytuje się na mierniku poziom szumów na wyjściu. Następnie daje się z generatora takie napięcie, by na wyjściu otrzymać dogodny do odczytania wzrost poziomu. Wówczas

$$E_{sz} = \frac{E_{syg}}{\frac{S+N}{S} - 1}$$

przy czym N jest wychyleniem woltomierza wywołanym napięciem szumów E_{sz} bez sygnału na wejściu, a $S+N$ jest wychyleniem woltomierza wywołanym sumą SEM sygnału E_{syg} oraz szumu E_{sz}.

Równoważny prąd szumów można zmierzyć w podobny sposób, stosując generator o dostatecznie dużej rezystancji wewnętrznej, tak by prawie cały równoważny prąd szumów I_{sz} płynął do tranzystora, a SEM szumów wytwarzana przez rezystancję generatora i E_{sz} prawie całkowicie odkładały się na rezystancji generatora. W takich warunkach, przy zerowym sygnale z generatora, miernik wskazuje poziom wyjściowy szumów N. Następnie poziom wyjściowy generatora jest regulowany tak, by dać dogodne dla pomiaru poziomu wyjściowego wskazanie $S+N$. Wówczas

$$I_{sz} = \frac{I_{syg}}{\frac{S+N}{S} - 1}$$

przy czym $I_{syg} \approx E_{syg}/R'_g$, ponieważ rezystancja generatora R'_g jest duża w porównaniu z impedancją wejściową tranzystora.

Przedstawiona powyżej analiza szumów jest ważna dla przypadku tranzystora sterowanego bezpośrednio z generatora. Jednak we wzmacniaczu w. cz. między anteną a tranzystorem jest włączony filtr w. cz. złożony zwykle z jednego lub więcej obwodów rezonansowych. Jego wpływ na własności układu można określić

stosując wzór na współczynnik szumów kaskadowo połączonych stopni szumiących

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots$$

przy czym:

F_T — wypadkowy współczynnik szumów;

$F_1, F_2, F_3, \dots$ — współczynniki szumów poszczególnych stopni sterowanych ze źródła o impedancji równej impedancji wyjściowej poprzedniego stopnia,

$K_{p1}, K_{p2}, \dots$ — dysponowane (rozporządzalne) wzmocnienia mocy stopnia 1,2 itd.

Aby można było stosować powyższe równania, całkowita szerokość pasma układu musi być mniejsza niż szerokości pasma poszczególnych stopni wnoszących szumy. Załóżmy na przykład, że szerokość pasma pierwszego stopnia jest bardzo mała w porównaniu z resztą układu kaskadowego. Da on niewielki całkowity szum na wyściu, jednak w swym wąskim pasmie mogłby być główną przyczyną szumów. W takim przypadku zmierzony współczynnik szumów pokazałby, że o współczynniku szumów decydują głównie drugi oraz dalsze stopnie, podczas gdy w obliczonym współczynniku szumów decydujące znaczenie miałby współczynnik szumów pierwszego stopnia. Wynik zmierzony różniłby się od wyniku obliczonego.

Stosując definicję współczynnika szumów, można znaleźć współczynnik szumów filtru antenowego w następujący sposób:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{we} = \frac{E_{we}^2}{4kTBR_s}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{wy} = \frac{E_{wy}}{4kTBR_o}$$

przy czym R_s jest rezystancją wyjściową źródła, R_o rezystancją wyjściową filru. Przyjmując, że interesująca nas szerokość pasma szumów jest mniejsza niż szerokość pasma filtru mamy

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}} = \frac{E_{we}^2 R_o}{E_{wy}^2 R_s} = \frac{R_o}{R_s K_u^2} \tag{17-6}$$

przy czym K_u jest transmitancją napięciową nieobciążonego filtru liczoną od generatora (nie od zacisków wejściowych filtru) do wyjścia filtru. Dysponowane wzmocnienie mocy zdefiniowane jest jako

$$K_{p\ dysp} = \frac{P_{wy\ dysp}}{P_{we\ dysp}}$$

przy czym $P_{wy\ dysp}$ i $P_{we\ dysp}$ są dysponowanymi (maksymalnymi możliwymi) mocami wyjściowymi odpowiednio źródła i układu. Oczywiście zachodzi to

w warunkach dopasowania źródła i dopasowania obciążenia. Zatem dla układu biernego

$$K_{p\ dysp} = \frac{\dfrac{(K_u E_{we})^2}{4R_o}}{\dfrac{E_{we}^2}{4R_s}} = K_u^2 \frac{R_s}{R_o}$$

Należy zauważyć, że jest to odwrotność współczynnika szumów układu. Współczynnik szumów pojedynczego obwodu rezonansowego można również określić z podstawowej definicji następująco (na rys. 17-11b) pokazano zastępczy układ źródeł szumów):

Jeśli $\dfrac{S_{we}}{N_{we}} = \dfrac{E_{syg}^2}{4kTBR_A}$ oraz $\dfrac{S_{wy}}{N_{wy}} = \dfrac{\dfrac{(E_{syg} R)^2}{(R+R_A)^2}}{4kTB\left(\dfrac{RR_A}{R+R_A}\right)^2}$

to

$$F_1 = \frac{\dfrac{S_{we}}{N_{we}}}{\dfrac{S_{wy}}{N_{wy}}} = \frac{E_{syg}^2}{4kTBR_A} \frac{\dfrac{4kTBRR_A}{R+R_A}}{\dfrac{(E_{syg} R)^2}{(R+R_A)^2}} = \frac{R+R_A}{R}$$

To samo wyrażenie na współczynnik szumów można by uzyskać stosując bezpośrednio równanie (17-6). Gdy $R = R_A$, co odpowiada warunkom dopasowania anteny i obwodu rezonansowego, współczynnik szumów wynosi 2, czyli 3 dB.

Obecnie rozpatrzmy tranzystorowy wzmacniacz w. cz. poprzedzony biernym filtrem strojnym. Całkowity współczynnik szumów wynosi

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1\ dysp}}$$

Podstawiając $K_{p1\ dysp} = \dfrac{1}{F_1}$

$$F = F_1 + F_2 F_1 - F_1$$

czyli

$$F = F_1 F_2$$

przy czym F_1 jest współczynnikiem szumów filtru, a F_2 jest współczynnikiem szumów tranzystora. Jeśli filtrem jest pojedynczy obwód rezonansowy, jego współczynnik szumów wynosi

$$F = \frac{R+R_A}{R}$$

Współczynnik szumów tranzystora F_2 jest określony równaniem (17-5). Ponieważ współczynnik szumów tranzystora jest prawie taki sam w układzie

ze wspólnym emiterem jak w układzie ze wspólną bazą, w zakresie krótkofalowym jest stosowany powszechnie układ ze wspólnym emiterem, ponieważ zapewnia on większą selektywność układu. Jednak, tak jak w przypadku triody próżniowej, równoległa zastępcza rezystancja wejściowa w układzie ze wspólnym emiterem z częstotliwością zmniejsza się i w pewnym punkcie zrównuje się z równoległą zastępczą rezystancją wejściową układu ze wspólną bazą. Powyżej tej częstotliwości lepszy jest układ ze wspólną bazą.

Jeśli tranzystor jest załączony na odczep obwodu rezonansowego, ze stosunkiem podziału napięcia $1:a$ $(a < 1)$, rezystancja wewnętrzna generatora z równania (17-5) wynosi

$$R_g = \frac{a^2 RR_A}{R+R_A}$$

Całkowity współczynnik szumów wynosi zatem

$$F = F_1 F_2 = \frac{R+R_A}{R} \times$$

$$\times \left[1 + \frac{F_{min}-1}{2(1+|\gamma| \cos\theta)} \left(\frac{R_{g\,opt}}{\frac{a^2 RR_A}{R+R_A}} + \frac{\frac{a^2 RR_A}{R+R_A}}{R_{g\,opt}} \right) + 2|\gamma| \sqrt{R_{eq} G_n} \cos\theta \right] \qquad (17\text{-}7)$$

Wartości F_{min} i $R_{g\,opt}$ uzyskuje się przez selekcję tranzystorów. Podobnie, jeśli obwód rezonansowy został zaprojektowany tak, aby uzyskać maksymalną dobroć, jest określona wartość jego rezystancji dynamicznej R. Chociaż równanie umożliwia obliczenie wartości współczynnika szumów, jednak nie daje bezpośrednio odpowiedzi, jaki mógłby być „najlepszy" dobór parametrów. Właściwy wybór „najlepszej" selektywności mógłby polegać na uzyskaniu najmniejszego współczynnika szumów dla danej selektywności. Znaczy to, że dobroć wypadkowa Q' obwodu wejściowego obciążonego anteną i tranzystorem pozostaje stała, a zmienia się położenie odczepu, czyli przekładni a. Jeśli a jest zmienne, wartość R_A musi się oczywiście zmieniać, aby utrzymać stałość wartości Q'. A zatem

$$\frac{1}{Q'X} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_A} + \frac{a^2}{R_{we}}$$

przy czym R_{we} jest zastępczą równoległą rezystancją wejściową tranzystora, a Q' jest wypadkową dobrocią obwodu

$$\frac{1}{R} + \frac{1}{R_A} = \frac{1}{Q'X} - \frac{a^2}{R_{we}}$$

lub

$$\frac{R+R_A}{RR_A} = \frac{R_{we}-a^2 Q'X}{R_{we} Q'X}$$

Podstawiając tę zależność do równania (17-7), otrzymamy współczynnik szumów

$$F = \frac{RR_{we} - a^2 Q' XR}{RR_{we} - a^2 Q' XR - R_{we} Q' X} \times$$

$$\times \left[1 + \frac{F_{min} - 1}{2(1 + |\gamma| \cos\theta)} \left(\frac{R_{g\,opt}(R_{we} - a^2 Q' X)}{a^2 R_{we} Q' X} + \frac{a^2 R_{we} Q' X}{R_{g\,opt}(R_{we} - a^2 Q' X)} \right) + \right.$$

$$\left. + 2 |\gamma| \sqrt{R_{eq} G_{sz}} \cos\theta \right] \tag{17-8}$$

W równaniu tym wielkości R, R_{we}, $Q'X$, F_{min}, $|\gamma| \cos\theta$, R_{eq}, G_{sz} i $R_{g\,opt}$ są ustalone. Jedyną zmienną jest a^2. Wyrażenie

$$\frac{RR_{we} - a^2 Q' XR}{RR_{we} - a^2 Q' XR - R_{we} Q' X}$$

jest współczynnikiem szumów F_1 obwodu rezonansowego. Reszta jest współczynnikiem szumów tranzystora F_2. F_1 i F_2 są wykreślone na rys. 17-11c jako funkcje zmiennej a^2. W celu zmniejszenia do minimum współczynnika szumów funkcję należy zróżniczkować i przyrównać do zera. Podstawowe warunki do uzyskania minimum widać wyraźniej, po podstawieniu $F = F_1 F_2$ i zróżniczkowaniu przez części. Wówczas

$$\frac{dF}{d(a^2)} = F_1 \frac{dF_2}{d(a^2)} + F_2 \frac{dF_1}{d(a^2)} = 0 \tag{17-9}$$

Pierwszą rzeczą, którą należy zauważyć jest to, że ponieważ zarówno F_1 jak i F_2 są dodatnie, minimum F musi się znajdować w rejonie, w którym nachylenia F_1 i F_2 są przeciwnych znaków. Z rys. 17-11c widać, że punkt ten musi leżeć gdzieś z lewej strony od punktu, w którym F_2 ma minimum. Zatem „najlepszym" rozwiązaniem konstrukcyjnym nie jest uzyskanie wypadkowej rezystancji źródła sterującego tranzystor równej $R_{g\,opt}$.

Obliczenie wartości a^2, przy której F jest minimum, jest skomplikowane, lecz przytoczony przykład umożliwi wyjaśnienie sposobu projektowania i pokaże możliwość zmniejszenia współczynnika szumów, która wynika raczej z minimalizacji F niż F_2. Najpierw zostanie przeprowadzone obliczenie w celu uzyskania minimum F_2. Załóżmy, że mamy do dyspozycji cewkę o $Q = 100$ i że zostało dobrane X_L równe 200 Ω. Ma być zastosowany tranzystor o $F_{min} = 3{,}5$ dB, $R_{g\,opt} = 200\Omega$, $R_{we} = 650\Omega$ i $C_{we} = 15$ pF.

Dla uproszczenia przykładu przyjęto $|\gamma| \cos\theta$ równe zeru. Dalej założono, że dobroć wypadkowa Q' wynosi $\frac{Q}{2}$. Wówczas

$$\frac{1}{Q'X} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_A} + \frac{a^2}{R_{we}}$$

$$\frac{a^2}{R_{we}} = \frac{1}{10\,000} - \frac{1}{20\,000} - \frac{1}{R_A}$$

oraz

$$a^2 = R_{we}\left(0{,}5 \cdot 10^{-4} - \frac{1}{R_A}\right)$$

Zatem, aby uzyskać minimum F_2

$$\frac{a^2}{R_{g\,opt}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_A} = \left(0{,}5\cdot 10^{-4} + \frac{1}{R_A}\right)$$

Porównując a^2 znalezione z dwóch ostatnich wzorów otrzymamy

$$R_{g\,opt}\left(0{,}5\cdot 10^{-4} + \frac{1}{R_A}\right) = R_{we}\left(0{,}5\cdot 10^{-4} - \frac{1}{R_A}\right)$$

$$\frac{1}{R_A} = \frac{0{,}5\cdot 10^{-4}(R_{we} - R_{g\,opt})}{R_{we} + R_{g\,opt}}$$

lub

$$R_A = \frac{(R_{we} + R_{g\,opt})\cdot 2\cdot 10^4}{R_{we} - R_{g\,opt}} = \frac{850\cdot 2\cdot 10^4}{450} = 37800\ \Omega$$

$$F_1 = \frac{R + R_A}{R} = \frac{20\,000 + 37\,800}{20\,000} = 2{,}89 \text{ lub } 4{,}6 \text{ dB}$$

Całkowity współczynnik szumów wynosi $4{,}6 + 3{,}5 = 8{,}1$ dB.

Jeżeli założymy impedancję anteny $Z_A = 50\ \Omega$, stosunek liczby zwojów cewki antenowej (przyjmując sprzężenie równe 1) wynosi $\sqrt{\frac{37\,800}{50}} = 27{,}5$. Rezystancja całego obwodu rezonansowego z podłączoną anteną, lecz bez tranzystora wynosi zatem

$$\frac{20\,000\cdot 37\,800}{57\,800} = 13\,100\ \Omega$$

Aby sterować tranzystor ze źródła o optymalnej impedancji wynoszącej 200 Ω, rezystancja całego obwodu musi być przetransformowana w stosunku

$$a^2 = \frac{200}{13\,100} = 0{,}0153$$

a napięcie w stosunku 8,1 do 1. Rzeczywista rezystancja wejściowa tranzystora wynosząca 650 Ω transformuje się w kierunku obwodu na 42500 Ω, dając wypadkową rezystancję całego obwodu strojonego

$$\frac{42\,500\cdot 20\,000}{62\,500} = 13600\ \Omega$$

Rezystancja wejściowa na zaciskach anteny wynosi

$$\frac{13\,600}{27{,}5^2} = 18\ \Omega$$

dając współczynnik fali stojącej $\frac{50}{18} = 2{,}78$.

Stosując tę samą cewkę i tranzystor i obliczając wartość a^2 tak, by uzyskać minimum F, otrzymamy

$$a^2 = 0{,}011$$

$$F_1 = 2{,}51 \text{ lub } 4 \text{ dB}$$

$$F_2 = 2{,}345 \text{ lub } 3{,}7 \text{ dB}$$

Zatem $F = 5{,}88$ lub 7,7 dB. W ten sposób współczynnik szumów układu wejściowego odbiornika został zmniejszony o 0,4 dB.

Rezystancja wejściowa tranzystora wynosząca 650 Ω zostaje przetransformowana na

$$\frac{650}{a^2} = 50\,100 \ \Omega$$

na zaciskach całego obwodu rezonansowego, dając wypadkową rezystancję obwodu

$$\frac{59\,100 \cdot 20\,000}{79\,100} = 14\,950 \ \Omega$$

Z równania $F_1 = \frac{R+R_A}{R}$ mamy

$$R_A = (F_1 - 1)\,R$$

lub

$$R_A = 1{,}51 \cdot 20\,000 = 30\,200 \ \Omega$$

Zakładając tę samą antenę o oporze 50 Ω uzyska się przekładnię napięciową

$$\sqrt{\frac{30\,200}{50}} = 24{,}6$$

Impedancja wejściowa na zaciskach anteny wynosi

$$\frac{14\,950}{24{,}6^2} = 24{,}8 \ \Omega$$

co daje współczynnik fali stojącej

$$\text{WFS} = \frac{50}{24{,}8} = 2{,}01$$

Na rys. 17-11d pokazano obwód na 10 MHz zaprojektowany zgodnie z powyższym przykładem.

Widać, że projektując obwód na minimum F, a nie na minimum F_2, uzyskuje się zmniejszenie współczynnika szumów o 0,4 dB, a współczynnika fali stojącej 1,38 razy. Przy innych wartościach dobroci obwodu obciążonego poprawa współczynnika szumów może być albo większa, albo mniejsza. Minimalną wartość współczynnika szumów F można uzyskać znajdując najpierw wartość a^2, odpo-

wiadającą minimum F_2 w sposób podany w pierwszej części przykładu, a następnie przyjmując kilka wartości a^2 mniejszych od tej wartości i obliczając wartość F. Do określenia optymalnej wartości a^2 z wystarczającą w praktyce dokładnością wystarcza dokonać tylko kilku próbnych przeliczeń.

Należy wyraźnie podkreślić, że powyższa analiza wypadkowego współczynnika szumów tranzystora i obwodu rezonansowego została przeprowadzona przy założeniu czysto rezystancyjnej impedancji źródła. Jak poprzednio zaznaczono, współczynnik szumów tranzystora może być zmniejszony przez właściwy dobór reaktancji źródła. Wartość rezystancji źródła sterującego tranzystor odpowiadająca minimalnemu współczynnikowi szumów staje się wówczas mniejsza. Analizę dla tego przypadku można przeprowadzić wychodząc z równania (17-4) i znajdując wartość X_g i R_g odpowiadające minimalnemu współczynnikowi szumów tranzystora. Następnie analizę przeprowadza się podobnie jak dla przypadku, gdy reaktancja wewnętrzna źródła jest równa zeru.

17-6. Przemiana częstotliwości

Przemiana częstotliwości i mieszacze stosowane we wzbudnikach SSB zostały omówione w rozdz. 7. Mimo że wiele zagadnień dotyczących przemiany częstotliwości we wzbudnikach występuje w identycznej formie w odbiornikach SSB, istnieje kilka istotnych różnic. Jeśli wzmocnienie w.cz. odbiorników jest za małe, aby poziom sygnału na wejściu mieszacza był wystarczająco duży, trudność stanowić mogą szumy mieszacza. Pożądane jest, by szumy wzmacniacza w.cz. i obwodów wejściowych przewyższały znacznie poziomu szumów mieszacza. Inną trudnością w mieszaczach odbiorników jest szeroki zakres spotykanych poziomów sygnałów. Układ odbiornika wraz ze stopniami przemiany częstotliwości musi mieć duży zakres dynamiczny, nie dając zbyt dużego poziomu przy słabych sygnałach lub przesterowania i zniekształceń przy silnych sygnałach. Obecność wielu niepożądanych sygnałów w pasmie przenoszenia obwodów wejściowych odbiornika powoduje również występowanie na wejściu mieszacza sygnałów niepożądanych, które nie występowały we wzbudniku.

Do odbioru jednowstęgowego są powszechnie stosowane odbiorniki superheterodynowe. Główne powody stosowania układów superheterodynowych są następujące:

1) przy ustalonych częstotliwościach można znacznie łatwiej uzyskać dużą selektywność;

2) jeśli wzmocnienie jest podzielone na dwa lub więcej zakresów częstotliwości, można uzyskać większą stabilność i równocześnie większe wzmocnienie.

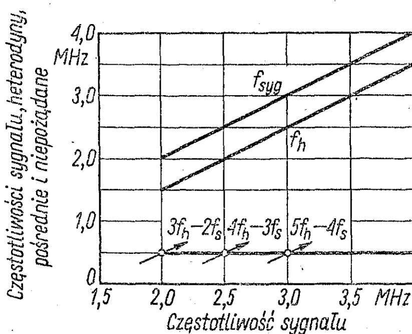
Stopnie przemiany częstotliwości stanowią podstawową część odbiornika SSB i ze względu na swój decydujący wpływ na własności całego odbiornika muszą być przez konstruktora starannie zaprojektowane. W mieszaczach odbiornika SSB można wyróżnić pięć najważniejszych parametrów:

1) gwizdy interferencyjne lub częstotliwości krzyżowe (fałszywe sygnały) — patrz p. 7-4, 2) modulacja skrośna, 3) intermodulacja, 4) stosunek sygnał/szum i 5) wzmocnienie.

Pożądanym sygnałem wyjściowym mieszacza odbiornika jest składowa widma o częstotliwości równej sumie lub różnicy częstotliwości lokalnej heterodyny i częstotliwości sygnału wejściowego. Zwykle w mieszaczach odbiorczych jest wykorzystywana częstotliwość różnicowa, ponieważ w tym przypadku łatwiej jest przenieść sygnał na mniejszą zmienną lub stałą częstotliwość pośrednią.

Wszystkie inne kombinacje pożądanych lub niepożądanych sygnałów lub kombinacje sygnału i wielokrotności częstotliwości heterodyny, które prowadzą do powstania składowych częstotliwości pośredniej, są sygnałami niepożądanymi, nazywanymi również gwizdami interferencyjnymi lub częstotliwościami krzyżowymi. Jeśli częstotliwości gwizdów niskich rzędów (piątego lub niższych) leżą w pasmie przenoszenia w.cz. odbiornika, są one szkodliwe, nawet jeśli składowa zakłócająca nie leży w pasmie przenoszenia p.cz. odbiornika. Załóżmy na przykład, że odbiornik ma heterodynę o częstotliwości 12 MHz i odbiera sygnał 8,1 MHz, dając częstotliwość pośrednią 3,9 MHz. Częstotliwość sygnału zakłócającego 7,95 MHz pomnożona przez 2 i zmieszana znowu z częstotliwością heterodyny 12 MHz również daje częstotliwość pośrednią 3,9 MHz. Zatem jeśli selektywność w.cz. nie jest dostatecznie duża, aby stłumić sygnał 7,95 MHz, stanowi on potencjalne źródło zakłócające, mimo że właściwy gwizd interferencyjny sygnału i składowej niepożądanej występuje przy 8 MHz.

Przykłady gwizdów interferencyjnych w odbiorniku podano na rys. 17-12. Założono, że odbiornik pokrywa zakres 2,0 do 4,0 MHz, a częstotliwość heterodyny jest o 500 kHz mniejsza od częstotliwości sygnału. Zmiana częstotliwości heterodyny od 0,5 do 3,5 MHz daje stałą częstotliwość pośrednią 500 kHz. Jeśli częstotliwość heterodyny rośnie, gwizdy interferencyjne pojawiają się przy 2 MHz (piątego rzędu), 2,5 MHz (siódmego rzędu) i 3,0 MHz (dziewiątego rzędu). Nachylona strzałka przy każdej częstotliwości niepożądanej pokazuje kierunek przesuwania się gwizdu przy przestrajaniu odbiornika przez częstotliwość ustaloną w każdym punkcie gwizdu. Dla innych częstotliwości można posługiwać się wykresem z rys. 7-10, gdzie dla mieszania różnicowego można znaleźć składowe niepożądane do siódmego rzędu, a dla mieszania sumacyjnego do dziewiątego rzędu.



Rys. 17-12. Związki między częstotliwościami mieszacza dla odbiornika pokrywającego zakres od 2 do 4 MHz. Częstotliwość pośrednia wynosi 500 kHz. Niepożądane częstotliwości składowe wynoszą 2; 2,5 i 3 MHz

Jeśli częstotliwość pośrednia jest różnicą częstotliwości heterodyny i sygnału, częstotliwość lustrzana leży po drugiej stronie częstotliwości heterodyny i jest od niej odległa o tę samą częstotliwość pośrednią, a więc sygnał pożądany i częstotliwość lustrzana są od siebie odległe o podwójną wartość częstotliwości pośredniej. Częstotliwość lustrzana leży powyżej częstotliwości heterodyny, jeśli sygnał leży poniżej tej częstotliwości i odwrotnie. Można podać następujący przykład powstawania częstotliwości lustrzanej. Dla pożądanego sygnału 4,000 MHz heterodyna dostarcza częstotliwość 4,445 MHz. Zarówno częstotliwość lustrzana wynosząca 4,910 MHz jak i sygnał pożądany dają na wyjściu mieszacza częstotliwość 455 kHz. Ponieważ zarówno pożądany jak i lustrzany sygnał p.cz. wynikają z krzywizny drugiego rzędu charakterystyki mieszacza, nie można w mieszaczu nic zrobić,

aby rozróżnić sygnał pożądany od jego częstotliwości lustrzanej. Pokazany na rys. 18-32 demodulator SSB wykorzystujący metodę fazową umożliwia oddzielenie częstotliwości lustrzanej i sygnału pożądanego. Zwykle jednak selektywność obwodów strojonych jest jedynym stosowanym w praktyce sposobem uzyskania wymaganego stosunku poziomu sygnału pożądanego do poziomu sygnału lustrzanego. Jeśli jest wymagane tłumienie sygnału lustrzanego 80 dB, w podanym powyżej przykładzie obwody strojone przy częstotliwości 4,910 MHz muszą zapewnić do wejścia mieszacza tłumienie 80 dB. Przy dość małych częstotliwościach pracy można uzyskać dostateczne tłumienie, lecz w górnej części pasma częstotliwości odbieranych w odbiorniku z jedną przemianą częstotliwości potrzebna byłaby niemożliwa do zrealizowania w praktyce liczba obwodów strojonych.

W odbiorniku z dwoma przemianami zmniejsza się liczba obwodów strojonych w.cz., niezbędnych do uzyskania żądanego tłumienia częstotliwości lustrzanej. Jeśli do zapewnienia żądanej selektywności na 30 MHz jest wymagane tłumienie częstotliwości lustrzanej o 80 dB, przed mieszaczem zamieniającym częstotliwość sygnału na zmienną częstotliwość pośrednią zawartą między 2,5, a 1,5 MHz wystarczą cztery obwody strojone o dobroci 50. W odbiorniku o częstotliwości pośredniej 455 kHz mającym jedną przemianę, do uzyskania wymaganego tłumienia częstotliwości lustrzanej 80 dB byłoby potrzeba co najmniej 8 obwodów strojonych o dobroci 50. W odbiornikach ze strojeniem płynnym, strojenie, napędzanie i przełączanie zakresów w ośmiu obwodach strojonych jest trudne i w związku z tym w odbiornikach powyżej około 10 MHz powszechnie stosuje się kilka przemian lub częstotliwość pośrednią większą od największej częstotliwości odbieranej.

17-7. Mieszacze odbiorników

Do odbiorników SSB nadają się mieszacze omówione w rozdz. 7. Przed punktem, w którym następuje przemiana częstotliwości, stosuje się w odbiornikach tylko jeden lub dwa stopnie w.cz. W złych warunkach odbioru do wejścia mieszacza dochodzi małe napięcie sygnału. Mieszacze odbiorników pracują przy poziomach sygnału od 5 do 100 000 μV lub więcej, podczas gdy mieszacze we wzbudnikach — przy poziomach 0,1 do 1 V.

Ponieważ poziom sygnału na wejściu mieszacza odbiornika może być tak mały, ważne jest zapewnienie niskiego poziomu szumów. W tabl. 17-1 podano typowe wartości wzmocnienia, czułości i danych dotyczących zniekształceń dla mieszaczy triodowych, pentodowych i heptodowych.

Tablica 17-1. Dane mieszaczy

Typ lampy	Wzmocnienie	Minimalny sygnał [μV]	Maksymalny sygnał [V]
Trioda o małym K_a $\frac{1}{2}$ 12AU7 (ECC 82)	3	9,0	2,1
Trioda o dużym K_a $\frac{1}{2}$ 12AT7 (ECC 81)	14	4,1	0,7
Pentoda 6AU6 (EF 94)	16	8,0	0,36
Heptoda 6BA7 (ECH 81)	8	20,0	0,41

Liczba w kolumnie „wzmocnienie" mówi o wzroście amplitudy sygnału przy częstotliwości pośredniej między wejściem a wyjściem mieszacza. Jako sygnał minimalny przyjęto sygnał, przy którym stosunek sygnał/szum wynosi 10 dB. Jako sygnał maksymalny przyjęto sygnał, przy którym względny poziom zniekształceń intermodulacyjnych wynosi —40 dB. Spośród przedstawionych powyżej lamp lampa 12AU7 ma największy zakres dynamiki między minimalnym a maksymalnym poziomem sygnału. Z p. 17-3 jasno wynika, że triody nadają się na mieszacze o małym poziomie szumów. Potwierdzeniem tego jest lampa 12AT7, dla której sygnał o poziomie tylko 4,1 μV jest wystarczający do uzyskania przy szerokości pasma 3 kHz stosunku sygnał/szum równego 10 dB.

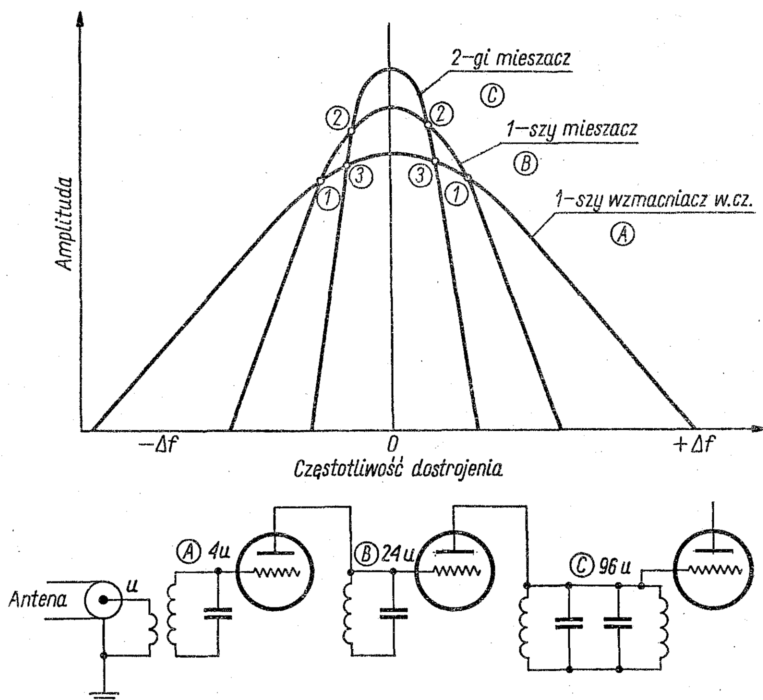
Wzmocnienie, poziom szumów i zdolność do przenoszenia maksymalnego sygnału są ważnymi zagadnieniami konstrukcyjnymi w mieszaczach odbiorczych. Wzmocnienie przemiany mieszaczy zmienia się w zależności od zastosowanego obwodu i w zależności od nachylenia charakterystyki lampy pracującej jako wzmacniacz. Nachylenie przemiany jest w przybliżeniu równe 0,25 S_m, przy czym S_m jest nachyleniem charakterystyki lampy przy maksymalnej dodatniej chwilowej wartości napięcia heterodyny. Zaletą mieszaczy pentodowych jest duże nachylenie przemiany oraz duża rezystancja wewnętrzna. Mieszacze triodowe mają duże nachylenie przemiany, lecz małą rezystancję wewnętrzną. Mała rezystancja wewnętrzna wzmacniacza triodowego zmniejsza dobroć obwodu wyjściowego i ogranicza wzmocnienie mieszacza. Mieszacze heptodowe mają średnie nachylenie przemiany i dużą rezystancję wewnętrzną, lecz duży poziom szumów. Mieszacze heptodowe zapewniają dobrą separację między heterodyną a anteną oraz umożliwiają w prosty sposób zrealizowanie podawania napięcia heterodyny ze względu na dużą impedancję wejściową. Każdy układ i każda lampa ma zalety i wady, które należy rozważyć w świetle konkretnego zastosowania. Dane typowych układów można znaleźć w rozdz. 7.

17-8. Blokowanie, modulacja skrośna i intermodulacja

Gdy odbiornik odbiera słaby sygnał, a silny sygnał znajduje się w pobliżu częstotliwości odbieranej, może wystąpić wyraźne zmniejszenie wzmocnienia odbiornika. To zmniejszenie wzmocnienia, wywołujące w konsekwencji zmniejszenie sygnału żądanego jest nazywane blokowaniem (lub zmniejszeniem czułości). Blokowanie zachodzi zwykle wówczas, gdy amplituda napięcia sygnału niepożądanego jest na tyle duża, że przekracza wartość ujemnego napięcia polaryzującego siatkę mieszacza lub wzmacniacza i lampa jest sterowana w obszar dodatnich napięć siatki. Wyprostowany prąd siatkowy może zostać podany z powrotem do pętli ARW i zmniejszyć wzmocnienie odbiornika. Jednak nawet, jeśli nie ma sprzężenia między siatką, przez którą płynie prąd, a obwodem ARW, przepływ prądu siatki zmienia warunki pracy mieszacza lub wzmacniacza i powoduje zmniejszenie wzmocnienia oraz wzrost zniekształceń.

Silny sygnał leżący w pobliżu częstotliwości odbieranej wywołuje również inne zjawisko, zwane modulacją skrośną. W takim przypadku słaby sygnał żądany zostaje zmodulowany obwiednią silnego sygnału niepożądanego. O obydwu niepożądanych zjawiskach, zarówno blokowaniu jak i modulacji skrośnej, decyduje selektywność odbiornika, zwłaszcza jego pierwszych stopni. Niedostateczna selektywność pierwszych stopni odbiornika umożliwia przejście silnego sygnału bez dostatecznego tłumienia przez obwody wejściowe i powoduje przesuwanie punktu pracy wzmacniacza lub mieszacza w obszar nieliniowy. Rys. 17-13 ilu-

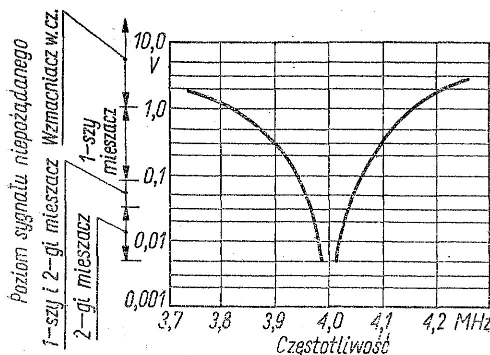
struje wzrost selektywności w kolejnych obwodach strojonych wejściowych stopni odbiornika. Krzywe przedstawiają wzrost poziomu sygnału i charakterystykę selektywności. W punkcie 1 taka sama amplituda sygnału jest podawana na pierwszy wzmacniacz w.cz. i na pierwszy mieszacz. W punkcie *2* taka sama amplituda jest podawana na pierwszy i drugi mieszacz. W punkcie *3* taka sama amplituda jest podawana na pierwszy wzmacniacz w.cz. i drugi mieszacz. Na rys. 17-13 przedstawiającym uproszczony schemat odbiornika jest naniesione



Rys. 17-13. Selektywność pierwszych stopni odbiornika, z uwzględnieniem wzmocnienia poszczególnych stopni

wzmocnienie od wejścia antenowego do poszczególnych stopni. Korzystając z krzywych selektywności przedstawionych na rys. 17-13 można przeanalizować wpływ amplitudy silnego sygnału w zależności od różnicy jego częstotliwości i częstotliwości dostrojenia. Przy bardzo silnych sygnałach zakłócających pierwszy wzmacniacz w.cz. jest przesterowany przy dużej różnicy częstotliwości. Przy nieco mniejszym poziomie i mniejszej różnicy częstotliwości jest przesterowany pierwszy mieszacz. Przy jeszcze mniejszym poziomie sygnału i jeszcze mniejszej różnicy częstotliwości przesterowuje się drugi mieszacz. Zależność między częstotliwością a amplitudą sygnału niepożądanego, przy których występuje określona wartość modulacji skrośnej, przedstawiono na rys. 17-14. Znając charakterystykę modulacji skrośnej, wzmocnienia i selektywności poszczególnych stopni, można obliczyć charakterystykę modulacji skrośnej, przedstawioną na rys. 17-14. Na ogół jednak korzysta się z pomiarów laboratoryjnych, ponieważ w ten sposób łatwiej można uzyskać gotowe wyniki. Charakterystyki blokowania są podobne

do charakterystyk modulacji skrośnej, lecz na ogół przebiegają przy nieco większych wartościach amplitudy sygnału niepożądanego. Niepożądane skutki modulacji skrośnej i blokowania można zmniejszyć przez optymalny wybór typów wzmacniaczy i mieszaczy (co będzie omówione w p. 18-2) oraz przez staranny dobór



Rys. 17-14. Modulacja skrośna w odbiorniku o dwóch przemianach. Wykres ilustruje wpływ rozkładu wzmocnień między poszczególnymi stopniami, przy różnych poziomach amplitudy sygnału niepożądanego

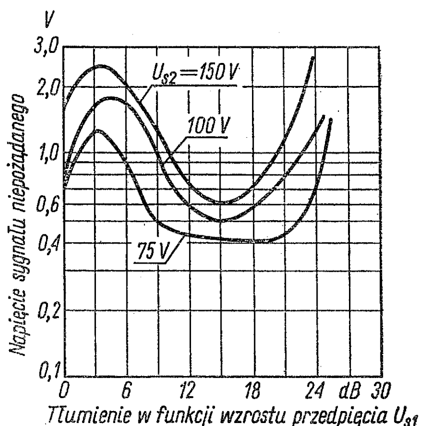
poziomów sygnału i napięć pracy poszczególnych stopni. Modulacja skrośna nie zależy od poziomu sygnału żądanego, jeśli nie następuje przesterowanie i jeśli nie zmieniają się statyczne warunki pracy stopnia. Na ogół zastosowanie ARW nie tylko zmienia statyczny punkt pracy, lecz również zmniejsza wzmocnienie. Zapewnia to lepsze zabezpieczenie wszystkich stopni znajdujących się za pierwszym stopniem objętym ARW i znacznie mniejszą modulację skrośną wywołaną sygnałami niepożądanymi bliskimi częstotliwości dostrojenia. Do zmniejszenia modulacji skrośnej i blokowania w odbiorniku po ustaleniu optymalnych typów lamp lub tranzystorów i ich właściwych punktów pracy jest niezbędne zwiększenie dobroci lub liczby obwodów rezonansowych.

Zniekształcenia intermodulacyjne mogą powstawać we wzmacniaczach i mieszaczach odbiorników, tak jak to opisano w rozdz. 7 dotyczącym wzbudników. Składowe tych zniekształceń leżące w pasmie odbieranym między żądanymi składowymi sygnału obniżają jakość sygnału. Zarówno w odbiornikach jak i we wzbudnikach należy dążyć do utrzymania ich na jak najmniejszym poziomie. W wyniku intermodulacji we wzbudniku mogą powstawać również sygnały poza pasmem, które mogą nie zostać dostatecznie stłumione i zostaną wypromieniowane przez antenę. W odbiorniku tłumienie niepożądanych sygnałów w sąsiednich kanałach poza pasmem odbieranym ma na celu między innymi wyeliminowanie wszystkich składowych intermodulacyjnych z wyjątkiem tych, które leżą wewnątrz pasma żądanego.

Modulacja skrośna i intermodulacja są ze sobą związane i wynikają z tych samych własności wzmacniaczy i mieszaczy. We wzmacniaczu nieparzyste wyrazy rozwinięcia charakterystyki $i_a = f(u_s)$ na szereg potęgowy (a więc nieparzyste potęgi wypadkowego napięcia sygnału) [patrz równanie (12-3)] powodują powstanie obu rodzajów niepożądanych sygnałów wyjściowych. W mieszaczu modulację skrośną i intermodulację powodują wyrazy czwartego i wyższych parzystych rzędów. Efekt modulacji skrośnej jest niezależny od poziomu sygnału żądanego i jest proporcjonalny do kwadratu amplitudy sygnału niepożądanego. Ze względu na tę kwadratową zależność między poziomem sygnału zakłócającego w.cz. a poziomem modulacji skrośnej, dużą poprawę daje zastosowanie tłumika

w.cz., obniżającego poziom sygnału przychodzącego z anteny. Na przykład, tłumik 6 dB załączony w szereg z anteną zmniejsza modulację skrośną o 12 dB. Jeśli sygnał żądany jest co najmniej o 6 dB większy od poziomu, przy którym odbiornik daje zadowalający odstęp sygnał/szum, uzyskuje się wyraźną poprawę jakości sygnału.

Uzyskanie małego współczynnika szumów jest sprzeczne z optymalnymi warunkami pracy pierwszego stopnia w.cz. dla modulacji skrośnej. Z punktu widzenia zmniejszenia modulacji skrośnej przy silnych sygnałach poza pasmem, zwłaszcza przy doprowadzonym napięciu ARW, korzystne są lampy z wydłużoną charakterystyką (selektody), jednak do uzyskania jak najmniejszego współczynnika szumów okazuje się, że najlepsze są lampy o ostrym odcięciu. Najlepszym kompromisem dla stopni wejściowych odbiorników krótkofalowych są lampy dające możliwość regulacji w niewielkim zakresie przedpięć siatkowych, takie jak 6DC6 lub 6BZ6. Charakterystyka modulacji skrośnej lampy 6BZ6 przedstawiona na rys. 17-15 ilustruje wpływ napięcia ARW. Dla ułatwienia pomiaru stosuje się



Rys. 17-15. Modulacja skrośna w lampie 6BZ6 przy zmianach przedpięcia siatki sterującej. Obydwa sygnały są sygnałami A3 o głębokości modulacji 30%. Stosunek sygnału do modulacji skrośnej wynosi 10 dB

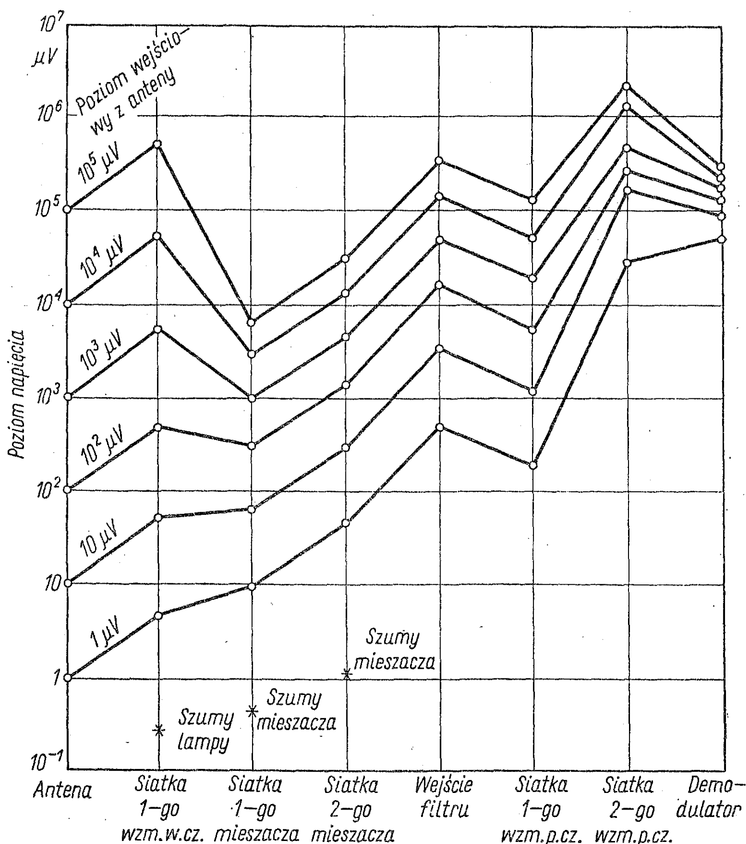
sygnały AM o głębokości modulacji równej 30%. Przy dużych napięciach ARW (spadek wzmocnienia od —10 do —20 dB) wartość sygnału zakłócającego, który może być przyłożony na lampę, maleje do poziomu mniejszego niż 50% wartości przy optymalnym napięciu ARW. Przy pełnym wzmocnieniu może wystąpić przypadek, że mieszacz wytworzy modulację skrośną o tak dużym poziomie, że wpływ szumów wzmacniacza w.cz. przestanie być widoczny.

17-9. Rozkład wzmocnień

Własności odbiornika przy działającej ARW można przeanalizować korzystając z wykresu przedstawionego na rys. 17-16, dotyczącego rozkładu napięć sygnału. Na wykresie tym są podane poziomy napięć w.cz. i p.cz. w określonych punktach odbiornika. W celu zilustrowania zmiany wzmocnienia i wzrostu napięcia sygnału od wejścia do demodulatora na wykresie podano wartości dla napięć wejściowych od 1 μV do 0,1 V. Z wykresu wyraźnie widać zmniejszenie się zakresu dynamicznego między zaciskami anteny a wejściem demodulatora, wskutek działania ARW. Dla informacji podano na wykresie również szumy cieplne i szumy lamp we wzmacniaczu w.cz. i w każdym mieszaczu. Właściwy rozkład wzmocnień

między poszczególnymi stopniami uzyskuje się przez dobór odpowiednich napięć sterujących każdy stopień oraz impedancji obwodów międzystopniowych.

W przypadku gdy mają być odbierane sygnały wielokanałowego systemu transmisji danych lub sygnały mowy wysokiej jakości, ważne jest, aby w odbiorniku nie występowały zniekształcenia w pełnym zakresie dynamiki sygnału wejściowego. Przy dużych wartościach napięć ARW zdarza się, że zniekształcenia we wzmacniaczach odbiornika wzrastają do niedopuszczalnego poziomu. Obniżenie zakresu działania ARW przypadającego na jeden stopień i stosowanie ARW w stopniach, w których poziom sygnału jest mały, umożliwiają zmniejszenie zniekształceń intermodulacyjnych. Dane projektowo-konstrukcyjne można również w tym przypadku uzyskać z wykresu rozkładu poziomów sygnału, podobnego do przedstawionego na rys. 17-16.



Rys. 17-16. Poziomy napięć w poszczególnych stopniach odbiornika SSB

17-10. Automatyczna regulacja częstotliwości

Pierwsze odbiorniki SSB pracowały przy bardzo małych częstotliwościach radiowych (60 kHz), gdzie błąd częstotliwości nadajnika i odbiornika nie był istotny. W zakresie fal krótkich (2 do 30 MHz), aby nie przekroczyć dopuszczal-

nego błędu częstotliwościowego w przesyłanym sygnale akustycznym, potrzebna jest znacznie większa względna dokładność częstotliwości. Już dawno do korekcji błędu częstotliwościowego nadajnika i odbiornika były stosowane układy automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz). Chociaż dokładna stabilizacja częstotliwości umożliwia utrzymywanie w dopuszczalnych granicach błędu częstotliwościowego nadajnika i odbiornika, istnieje jeden przypadek, w którym jest to niemożliwe. Mianowicie, jeśli jeden koniec łącza radiowego znajduje się na pokładzie szybkiego samolotu lub statku kosmicznego, może powstać duży zmienny w czasie błąd częstotliwościowy wskutek zmiany częstotliwości pod wpływem zjawiska Dopplera (w przybliżeniu w odbiorniku samolotowym następuje zmiana częstotliwości $1 \cdot 10^{-6}$ na jedną liczbę Macha, jeśli samolot leci ku nadajnikowi lub od nadajnika). Dokładna stabilizacja częstotliwości nie może usunąć tej różnicy. Żądaną dokładność częstotliwości może dać tylko ARCz lub swego rodzaju korekcja nawigacyjna, uwzględniająca prędkość wektorową samolotu. Ponieważ jednak transmisja mowy dopuszcza znaczne błędy częstotliwościowe (patrz rys. 3-4), ARCz nie jest konieczna nawet w samolotach poruszających się z prędkością 1000 do 2000 km/h. W praktyce większe zastosowanie znajduje ARCz w krótkofalowej radiokomunikacji stałej. Zmiany warunków jonosferycznych mogą powodować w czasie bardzo krótkich okresów czasu zmiany częstotliwości wskutek zjawiska Dopplera dochodzące do 3 lub 4 Hz. ARCz jest powszechnie stosowana do usunięcia tych błędów oraz błędów częstotliwościowych nadajnika i odbiornika. W wąskopasmowych systemach telegrafii wielokrotnej z przesuwem częstotliwości niepożądane są jakiekolwiek błędy częstotliwościowe. Mimo że w zakresie częstotliwości do 30 MHz istnieje wiele systemów SSB bez fali nośnej, jednak z przedstawionych wyżej względów ARCz jest czasami pożądana.

ARCz koryguje częstotliwość odbiornika, wykorzystując częściowo tłumioną pilotującą częstotliwość nośną, promieniowaną przez nadajnik wraz z sygnałem wstęgi bocznej. Nośna ta zwykle ma częstotliwość odpowiadającą częstotliwości nośnej żądanej do demodulacji, lecz nie jest to warunkiem koniecznym. Jeśli w odbiorniku będą zastosowane odpowiednie układy, częstotliwość tonu pilotującego może być umieszczona na jakiekolwiek częstotliwości leżącej w żądanym paśmie. Częstotliwość nośna do demodulacji jest w tym przypadku regulowana przez obserwację położenia tonu pilotującego.

W 16- do 64-kanałowych systemach telegrafii z przesuwem częstotliwości pilotująca częstotliwość nośna ma zwykle poziom —10 do —20 dB poniżej średniej mocy w grupie 16 kanałów. Szerokość pasma filtrów przepuszczających pilotującą częstotliwość nośną wynosi często tylko 100 Hz, tak że jest możliwe uzyskanie w kanale nośnej częstotliwości pilotującej co najmniej tak dobrego stosunku sygnał/szum jak w kanałach sygnału.

Korekcja częstotliwości w odbiorniku z ARCz może odbywać się w dowolnym punkcie przemiany częstotliwości. Generator wyposażony w urządzenie do regulacji częstotliwości jest zwykle mniej stabilny niż podobny generator bez takiego układu. Z tego powodu często jest praktykowane wytwarzanie największych częstotliwości heterodyn z bardzo dokładnych generatorów kwarcowych ze stabilizacją temperatury lub syntetyzerów częstotliwości. Jeśli to jest możliwe, w pętli ARCz powinien być wykorzystywany generator najmniejszej częstotliwości, poprzedzający filtr jednowstęgowy. Dla bardzo małych korekcji częstotliwości można stosować generator małej częstotliwości, współpracujący z demodulatorem. Regulacja częstotliwości podawanej na demodulator powoduje prze-

suwanie granic pasma akustycznego, co pokazano na rys. 17-17. Dalsze informacje o ARCz są podane w rozdz. 8 i przy opisach odbiorników w rozdz. 16.

Częstotliwość generatora

Błąd częstotliwości nośnej	Pasmo przenoszenia p.cz.	Szerokość pasma akustycznego, Hz
0		300 ÷ 3000
−50		350 ÷ 3050
+50		250 ÷ 2950

Rys. 17-17. Wpływ zmiany częstotliwości generatora demodulującego (ostatniej heterodyny) na granice pasma m. cz.

Literatura

17-1. J. B. Johnson: Thermal Agitation of Electricity in Conductors. *Phys. Rev.*, July 1928, pp. 97–109.

17-2. G. E. Valley, Jr., H. Wallman (eds.): Vacuum Tube Amplifiers, chap. 12, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1948.

17-3. H. Nyquist: Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors. *Phys. Rev.*, July 1928, pp. 110–113.

17-4. R. W. Landee, D. C. Davis, A. P. Albrecht: Electronic Designers' Handbook, p. 7–11. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1957.

17-5. F. Langford Smith: Radiotron Designer's Handbook, 4th ed., pp. 935–942. Radio Corporation of America, New York 1952.

17-6. A. van der Ziel: Noise in Junction Transistors. *Proc. IRE*, June 1958, p. 1019.

17-7. E. W. Herold: The Operation of Frequency Converters and Mixers for Superheterodyne Reception. *Proc. IRE*, February 1942, p. 84.

17-8. D. D. North: The Absolute Sensitivity of Radio Receivers. *RCA Rev.*, January 1942, pp. 332–343.

17-9. H. T. Friis: Noise Figures of Radio Receivers. *Proc. IRE*, July 1944, pp. 419–422.

17-10. M. C. Jones: Grounded-grid Radio-frequency Voltage Amplifiers. *Proc. IRE*, July 1944, p. 423.

17-11. E. G. Nielson: Behavior of Noise Figure in Junction Transistors. *Proc. IRE*, July 1957.

17-12. Texas Instruments Incorporated: Transistor Circuit Design, pp. 304–306. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1963.

17-13. H. Rothe, W. Dahlke: Theory of Noisy Fourpoles. *Proc. IRE*, June 1956, pp. 811–818.

17-14. H. Haus et al.: Representation of Noise in Linear Twoports. *Proc. IRE*, January 1960, pp. 69–74.

18. WZMACNIACZE I DEMODULATORY CZĘSTOTLIWOŚCI POŚREDNIEJ

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości jednowstęgowego odbiornika superheterodynowego ma za zadanie zapewnić uzyskanie zasadniczej części wzmocnienia, selektywności, a także w układzie jego zwykle realizuje się automatyczną regulację wzmocnienia. Ze wzmacniacza p.cz. uzyskuje się na ogół napięcie regulacyjne ARW, a jego sygnał wyjściowy jest poddawany detekcji (zwanej dalej demodulacją). Funkcje te są omówione w niniejszym rozdziale.

Wartość wzmocnienia wzmacniacza p.cz. odbiornika jednowstęgowego zawiera się w granicach 60÷100 dB.

Idealizując, wzmocnienie wzmacniacza w.cz. powinno być możliwie małe, lecz zapewniające uzyskanie odpowiedniego odstępu sygnału od szumów następnych stopni. Typowa wartość wzmocnienia od anteny do wejścia p.cz. zawiera się między 20 a 40 dB. Wzmacniacz p.cz. powinien mieć wzmocnienie wystarczające do wytworzenia napięcia ARW oraz do demodulacji sygnału jednowstęgowego. Optymalny poziom sygnału na wejściu demodulatora zależy od rodzaju zastosowanego układu, lecz typowa wartość tego napięcia wynosi 0,1 V. Jeśli sygnał 1 μV ma być wzmocniony do tego poziomu, wymagane wzmocnienie od anteny do demodulatora wynosi 100 dB. Jeśli wzmocnienie wzmacniacza w.cz. wraz z mieszaczem wynosi 30 dB, wzmacniacz p.cz. powinien zapewnić pozostałe 70 dB wzmocnienia. Detektor ARW wymaga znacznie wyższego napięcia. Przy automatycznej regulacji wzmocnienia z progiem działania wymagane napięcie może dochodzić do 10 V. Zatem, jeśli poziom ten ma być osiągnięty przy napięciu wejściowym 1 μV, dodatkowe wzmocnienie toru ARW wyniesie 40 dB.

W konwencjonalnych wzmacniaczach p.cz. selektywność jest *rozłożona.* Uzyskuje się ją nie za pomocą jednego filtru, lecz wielu pojedynczych bądź podwójnych obwodów rezonansowych, przedzielonych lampami lub tranzystorami. Na wypadkową charakterystykę selektywności składają się krzywe selektywności poszczególnych stopni. Jeśli krzywą selektywności każdego stopnia wykreślimy w decybelach, wypadkową krzywą selektywności otrzymamy przez dodanie tłumień poszczególnych stopni. Przez odpowiednią kombinację obwodów rezonansowych możliwe jest uzyskanie wypadkowej krzywej selektywności o płaskim wierzchołku w pasmie przenoszenia [18-1].

W drugim typie wzmacniaczy p.cz. wykorzystuje się selektywność *skoncentrowaną.* We wzmacniaczach tego typu selektywność uzyskuje się w pojedynczym

filtrze, umieszczonym często na wejściu wzmacniacza p.cz. Rozwiązanie to ma bardzo istotną zaletę w porównaniu z układem poprzednim. Dzięki zastosowaniu selektywnego filtru na wejściu wzmacniacza p.cz. wszystkie jego stopnie są zabezpieczone przed silnymi sygnałami leżącymi poza pasmem. Ponieważ stopnie wzmacniacza pracują jedynie z sygnałami leżącymi w pasmie, wobec tego wzmacniacz p.cz. nie będzie podatny na blokowanie i modulację skrośną. W takim rozwiązaniu od obwodów międzystopniowych nie wymaga się selektywności, mogą więc być zastosowane prostsze obwody sprzęgające.

Mimo że w niektórych lampach i tranzystorach można zrealizować regulację wzmocnienia rzędu 40 dB bez znacznych zniekształceń w.cz., rozrzuty charakterystyk regulacji elementów tego samego typu są znaczne i dlatego nie jest polecana praca przy większym zakresie regulacji wzmocnienia niż w granicach 20 do 30 dB na 1 stopień. Przy zastosowaniu lamp umożliwiających regulację 40 dB, trzy stopnie regulowane wystarczyłyby do osiągnięcia zakresu ARW wynoszącego 120 dB. Odpowiada to regulacji przy zmianach poziomu sygnału wejściowego od 1 μV do 1 V, co zwykle jest wystarczające. Przy regulacji wzmocnienia wynoszącej 30 dB w jednym stopniu są wymagane cztery stopnie regulowane, a przy 20 dB na stopień — koniecznych jest 6 stopni. Dla danego typu lampy lub tranzystora przy zwiększaniu liczby stopni regulowanych uzyskuje się bardziej płaską charakterystykę ARW.

Jak wspomniano wyżej, detektor ARW wymaga większego sygnału niż demodulator SSB. Wynika stąd potrzeba stosowania w torze ARW dodatkowego wzmocnienia. Detektor ARW składa się zwykle ze spolaryzowanego wstępnie, (zapewniającego wymagany próg działania) ARW detektora diodowego, który prostuje sygnał jednowstęgowy i po odfiltrowaniu podaje napięcie do pętli ARW. Przy odbiorze sygnału z pilotującą nośną, napięcie ARW może być uzyskiwane z resztkowej nośnej. Demodulator sygnału jednowstęgowego można rozpatrywać jako końcowy mieszacz, który zmienia sygnał p.cz. na napięcie m.cz. (akustyczne). Ponieważ proces demodulacji jest zasadniczo taki sam jak proces mieszania, do detekcji sygnału jednowstęgowego może być użyty jakikolwiek mieszacz dający małe zniekształcenia. Wiele detektorów SSB jest znanych pod nazwą *detektorów iloczynowych.* Termin ten określa idealną pracę detektora jednowstęgowego, wytwarzającego napięcie wyjściowe proporcjonalne do iloczynu napięcia heterodyny demodulującej[1)] i sygnału SSB. Jedna ze składowych widma powstającego w wyniku tego mnożenia jest oryginalnym, nie zniekształconym napięciem m.cz. Wymaganymi własnościami detekcji iloczynowej są: małe zniekształcenia intermodulacyjne, niezbyt duże wymagania dotyczące kształtu napięcia heterodyny i dobra separacja napięcia heterodyny od obwodów ARW.

Po demodulacji sygnał jest wzmacniany do wymaganego poziomu we wzmacniaczu m.cz. Wzmacniacz ten nie potrzebuje mieć szerszego pasma niż oryginalny sygnał nadawany. Ze względu na uzyskanie małych zniekształceń w całym łączu transmisyjnym należy dążyć, aby wzmacniacz m.cz. również dawał niewielkie zniekształcenia. Na przykład nie byłoby wskazane dążenie do zmniejszenia poziomu zniekształceń intermodulacyjnych odbiornika (badanych dwuczęstotliwościowo) poniżej —45 dB, jeśli ich poziom w samym wzmacniaczu m.cz. jest większy od 1%. Ponieważ projektowanie wzmacniaczy m.cz. jest dokładnie omówione w literaturze przez Shea [18-2], Smitha [18-3] i Termana [18-1], zagadnienie to nie będzie dalej w tym miejscu omawiane.

---

1) Autor stosuje pojęcie „odtwarzana nośna". Aby uniknąć dwuznaczności, w polskim tłumaczeniu w torze odbiorczym zastosowano pojęcie — heterodyna, a w torze nadawczym — nośna (przyp. tłum.).

Projektowanie układów p.cz. urządzeń jednowstęgowych jest podobne do projektowania tych układów w odbiornikach z modulacją amplitudy. Ponieważ te ostatnie są dobrze znane, w rozdziale niniejszym pewne zagadnienia zostaną pominięte, będą zaś podkreślone te momenty, kiedy projektowanie układów jednowstęgowych p.cz. odbiega od projektowania układów AM oraz kiedy konieczna jest specjalna uwaga, aby uzyskać zadowalające parametry urządzenia.

18-1. Selektywność

Wymagana selektywność odbiornika jest określona szerokością widma odbieranego sygnału jednowstęgowego z uwzględnieniem jego niestabilności częstotliwościowej. W nowoczesnych odbiornikach o dużej stabilności dryft generatora (heterodyny) rzadko przekracza kilkaset herców i praktycznie niewiele lub w ogóle nie wymaga poszerzenia z tego tytułu wstęgi odbiornika. Szerokość pasma wzmacniacza p.cz. odbiornika jednowstęgowego przy przesyłaniu mowy wynosi od 2 do 3,5 kHz. Jeśli odbiornik ma współpracować z określonym nadajnikiem, pożądane jest, aby nadajnik i odbiornik miały takie same pasma. W takim przypadku optymalna szerokość pasma dla sygnału mowy wynosi od 2,5 do 3 kHz. W odbiornikach ogólnego zastosowania można ograniczyć pasmo p.cz. od strony większych częstotliwości akustycznych do 2 kHz, uzyskując dzięki temu zmniejszenie szumów i zakłóceń. Współczynniki prostokątności (dla poziomów 6 do 60 dB) wynoszą 1,5 do 3. Im bardziej współczynnik prostokątności zbliża się do wartości idealnej (równej 1), tym lepsze jest tłumienie sąsiedniego kanału. Dla pewnych typów transmisji danych istotna jest liniowa charakterystyka fazy, co wyklucza zastosowanie zwykłych minimalno-fazowych filtrów mających gwałtowne przejście z pasma przepustowego do zaporowego, chyba że jest wykorzystywany środkowy (liniowy) odcinek charakterystyki fazowej.

Odpowiedni dobór częstotliwości pośredniej napotyka wiele sprzecznych wymagań. Mała wartość tej częstotliwości jest korzystna ze względu na możliwość uzyskania dużego wzmocnienia z jednego stopnia bez obawy niestabilności. Łatwiej również zrealizować filtry p.cz. o danym współczynniku prostokątności, zwłaszcza przy ograniczonej dobroci elementów *LC* (rozdz. 6). Wybór częstotliwości pośredniej małej w porównaniu z częstotliwością odbieranego sygnału umożliwia uniknięcia niepożądanych częstotliwości krzyżowych wywołanych składowymi zniekształceń niższego rzędu. Jednak przy niewielkiej częstotliwości pośredniej zaostrzają się wymagania dotyczące selektywności stopni w.cz. przy danych wymaganiach tłumienia częstotliwości lustrzanych. Przy odbiorze sygnału o większych częstotliwościach uzyskanie koniecznej selektywności względem kanału lustrzanego może być nie do zrealizowania w praktyce. Problem ten rozwiązują odbiorniki z podwójną przemianą częstotliwości. Pierwsza przemiana częstotliwości jest realizowana przy stosunkowo dużej częstotliwości pośredniej, w celu uzyskania wymaganego tłumienia częstotliwości lustrzanych przy odbiorze sygnałów o największych częstotliwościach. Selektywność obwodów pierwszej częstotliwości pośredniej wystarcza do uzyskania wymaganego tłumienia sygnału lustrzanego drugiej, mniejszej częstotliwości pośredniej. Dla przykładu załóżmy pierwszą częstotliwość pośrednią 3 MHz, a drugą 455 kHz. Częstotliwość lustrzana drugiej pośredniej będzie oddalona od 3 MHz o 910 kHz. Załóżmy, że wymagane tłumienie częstotliwości lustrzanej wynosi co najmniej 80 dB. Pojedynczy obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość 3 MHz o dobroci $Q = 50$ ma dla częstotliwości lustrzanej tłumienie około 30 dB (patrz rys. 7-11). Trzy

takie obwody wystarczą do spełnienia wymaganego warunku 80 dB tłumienia częstotliwości lustrzanej. Dla odbiornika z podwójną przemianą częstotliwości selektywność obwodu p.cz. ma za zadanie stłumić głównie częstotliwości lustrzane 3 MHz, a nie 455 KHz.

Najbardziej popularnym obwodem sprzęgającym stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości jest dwuobwodowy filtr pasmowy o sprzężeniu transformatorowym. Obwody takie stosuje się z reguły we wzmacniaczach p.cz. o selektywności rozłożonej. Metody projektowania tego typu obwodów są omówione w pracach Smitha [18-3] oraz Termana [18-1]. Jeśli projektowany wzmacniacz ma mieć selektywność rozłożoną, wskazane jest zapoznanie się z metodami dokładnego projektowania, podanymi w tych pracach. W odbiorniku, w którym do realizacji skoncentrowanej selektywności wykorzystuje się filtr jednowstęgowy, wymagania dotyczące obwodów międzystopniowych są znacznie łagodniejsze. Charakterystyka obwodu międzystopniowego powinna być wystarczająco płaska w pasmie przenoszenia filtru, w celu niedopuszczenia do zniekształceń wierzchołka krzywej selektywności. Selektywność obwodów międzystopniowych umożliwia wyeliminowanie pasożytniczych pasm przenoszenia występujących niekiedy w pasmie zaporowym filtrów elektromechanicznych lub kwarcowych. Do tych celów prawie zawsze wystarczają pojedyncze obwody rezonansowe. Zasadniczo można by zastosować zwykły układ sprzęgający *RC*, lecz w związku z szerszym pasmem wzmacniacza byłyby wzmacniane niepożądane sygnały, przenikające do toru p.cz. przez przewody zasilające itd. W każdym przypadku należy zwrócić uwagę, aby szerokopasmowe szumy wytwarzane w stopniach po filtrze p.cz. nie pogorszyły czułości odbiornika. Może to spowodować konieczność zastosowania po filtrze p.cz. małoszumiącego wzmacniacza bądź zwiększenia wzmocnienia przed filtrem.

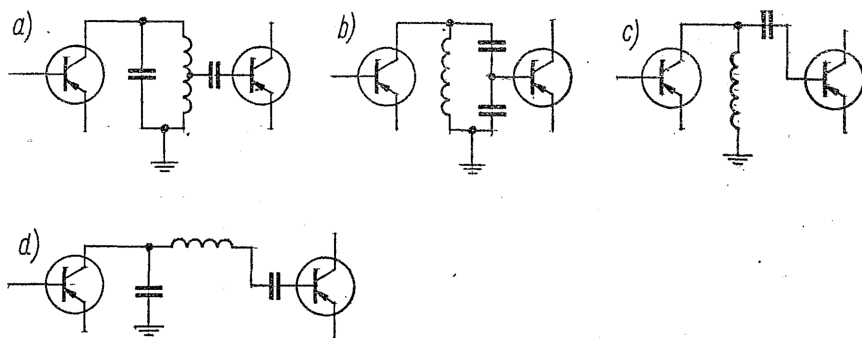
Z uniwersalnych krzywych selektywności pojedynczego obwodu rezonansowego podanych na rys. 7-11 łatwo określić dobroć obwodu sprzęgającego dla założonej szerokości pasma. Przytoczony wyżej przykład wyjaśni sposób posługiwania się tymi krzywymi. Załóżmy, że w odbiorniku zastosowano filtr mechaniczny o pasmie 3 kHz oraz że dopuszczalny spadek wzmocnienia we wzmacniaczu p.cz. na krańcach pasma wynosi 1 dB, przy czterech obwodach o częstotliwości pośredniej 455 kHz. Każdy stopień może spowodować spadek wzmocnienia na krańcach pasma wynoszący 0,25 dB. Z rys. 7-11 odpowiadająca tłumieniu 0,25 dB wartość $Q\frac{\Delta f}{f}$ wynosi 0,13. Ponieważ $f = 455$ kHz oraz $\Delta f = 1{,}5$ kHz, wymagana wartość Q wynosi

$$Q = \frac{0{,}13 \cdot 455}{1{,}5} = 39{,}5$$

Jeśli przyjmie się, że wartość wzmocnienia wzmacniacza p.cz. wynosi 78 dB, to przy zastosowaniu trzech stopni każdy z nich musi dostarczyć wzmocnienia 26 dB, tj. 20 V/V. Przy nachyleniu charakterystyki lampy wzmacniacza $S_a = 2$ mA/V rezystancja obciążająca powinna wynieść $R_L = 10$ kΩ. Ponieważ $Q = 39{,}5$, $X = \frac{R_L}{Q} = 255$ Ω. Stąd indukcyjność obwodu $L = 0{,}085$ mH oraz pojemność obwodu — łącznie z pojemnościami rozproszonymi — $C = 1800$ pF. Jeśli dobroć cewki Q wyniesie więcej niż 39,5, konieczne jest dodatkowe tłumienie, które może być zrealizowane za pomocą bocznikującego opornika. Dogodne

jest wykorzystanie cewki obwodu rezonansowego do doprowadzenia napięcia zasilającego do anody bądź przedpięcia do siatki sterującej lampy. Opornik obciążający może być zastosowany w obwodzie drugiej elektrody, w którym nie zastosowano cewki.

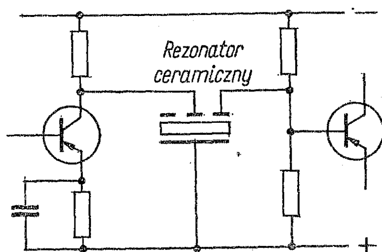
We wzmacniaczach tranzystorowych z pojedynczymi obwodami rezonansowymi są wykorzystywane różne sposoby połączenia obwodu z tranzystorem. Można stosować odczep na indukcyjności bądź pojemności obwodu, tak jak pokazano na rys. 18-1. Rozwiązanie takie ma tę zaletę, że przez odpowiedni dobór elementów obwodu można uzyskać zarówno wymaganą dobroć jak i odpowiednią impedancję wnoszoną do poprzedniego stopnia. Obwód sprzęgający



Rys. 18-1. Pojedyncze rezonansowe obwody międzystopniowe $L-C$ stosowane we wzmacniaczach tranzystorowych: a) z odczepem indukcyjnym; b) z odczepem pojemnościowym; c) z pojemnością szeregową; d) z indukcyjnością szeregową

w którym indukcyjność L bądź pojemność C obwodu stanowi element sprzęgający, upraszcza nieco układ, lecz przy takim rozwiązaniu można uzyskać albo wymaganą dobroć obwodu Q, albo żądaną impedancję obciążenia. Przy założeniu jednego warunku jednocześnie jest zdeterminowany drugi. Krzywa selektywności takiego obwodu jest również nieco niesymetryczna. Dla obwodu z cewką szeregową krzywa selektywność jest odkształcona dla częstotliwości leżących poniżej częstotliwości rezonansowej, dla obwodu zaś z szeregową pojemnością krzywa selektywności odkształca się powyżej tej częstotliwości. Obwód z pojemnością szeregową ma pewną przewagę nad obwodem z cewką, gdyż kondensator służy równocześnie do oddzielenia składowej stałej, przez cewkę zaś doprowadza się napięcie stałe do kolektora. Mimo wymienionych wad obwody te są często spotykane w odbiornikach z filtrami o selektywności skupionej, gdzie spełniają funkcję elementów dopasowujących impedancję. Dla układów tego typu łatwo określić przybliżoną wartość wzmocnienia. Ponieważ dla równoległych obwodów rezonansowych o dużej dobroci prąd obwodu jest w przybliżeniu Q razy większy od prądu wejściowego, współczynnik wzmocnienia prądowego od kolektora pierwszego tranzystora do wejścia drugiego tranzystora wynosi właśnie Q_{sk} przy założeniu, że dobroć skuteczna jest uwarunkowana wyłącznie rezystancją wejściową następnego tranzystora. Przy dokładniejszych obliczeniach należy uwzględnić rezystancję strat cewki, rezystancję wyjściową poprzedniego tranzystora oraz wpływ układu polaryzującego następny stopień. Dla tranzystora pracującego z uziemioną bazą jego wzmocnienie prądowe wynosi około 1, w układzie zaś

z uziemionym emiterem wzmocnienie prądowe wynosi β. W ostatnim przypadku wzmocnienie stopnia będzie w przybliżeniu równe $Q_{sk}\,\beta$. Zależność ta umożliwia szybką ocenę wymaganej liczby stopni wzmacniacza. Należy oczywiście brać pod uwagę minimalną, graniczną wartość β, uwzględniać straty cewek itd.



Rys. 18-2. Tranzystorowy stopień p.cz. z rezonatorem ceramicznym

W obwodach międzystopniowych wzmacniacza p.cz. można również stosować rezonatory ceramiczne [18-4]. Przy prawidłowym zaprojektowaniu mogą one zastąpić elementy *LC* pojedynczego obwodu rezonansowego oraz dodatkowo zapewnić dopasowanie impedancji tranzystorów. Typowy obwód rezonatora dopasowującego impedancję przedstawiono na rys. 18-2.

W celu zwiększenia selektywności układu rezonator może być zastosowany jako kondensator blokujący emiter tranzystora.

18-2. Projektowanie wzmacniaczy

Przy projektowaniu aparatury jednowstęgowej większą uwagę niż przy urządzeniach pracujących z modulacją AM zwraca się na małe zniekształcenia. W starannie zaprojektowanym odbiorniku jednowstęgowym zniekształcenia trzeciego rzędu, powstające przy badaniu sygnałem dwuczęstotliwościowym o poziomie do 0,1 V, podanym na wejście antenowe, nie przekraczają —40 dB. Aby uzyskać tak mały poziom zniekształceń, należy zwracać uwagę na zniekształcenia wytwarzane w każdym stopniu odbiornika. Wartość zniekształceń wytwarzanych przez dowolny stopień zależy od poziomu wzmacnianych napięć. Ogólnie, przy pracy w klasie A wartość zniekształceń rośnie ze wzrostem poziomu sygnału. Wynika z tego, że szczególną uwagę należy zwrócić przy małych poziomach wejściowych na ostatni stopień wzmacniacza p.cz. sterujący demodulator. Jednak w układzie dopuszczającym pracę z silnymi sygnałami pierwsze stopnie odbiornika mogą odbierać silniejsze sygnały, zależnie od wzmocnienia oraz rozdziału ARW między poszczególne stopnie odbiornika (patrz rys. 17-17).

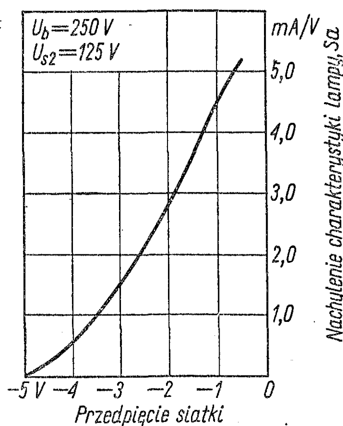
Jak wykazano w rozdz. 12, składowe parzystego rzędu, drugiego, czwartego itd. rozwinięcia funkcji przenoszenia nie powodują zniekształceń w.cz. Prąd anodowy w pentodzie lub prąd kolektora w tranzystorze prawie nie zależy od napięcia anody bądź kolektora, a więc prąd wyjściowy tych elementów można zapisać w postaci funkcji $i_0 = f(u_{we})$. Przedstawiając tę funkcję w postaci szeregu potęgowego mamy

$$i_0 = a_0 + a_1\,u_{we} + a_2\,u_{we}^2 + a_3\,u_{we}^3 + a_4\,u_{we}^4 + \ldots$$

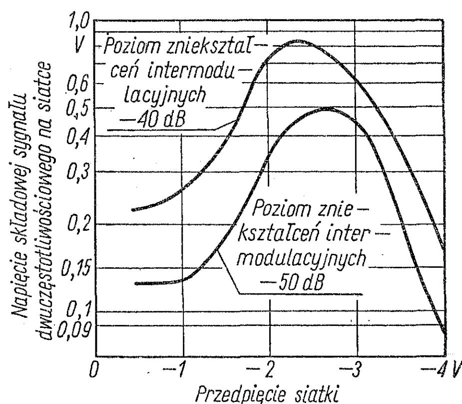
W przypadku lampy S_a jest określone jako

$$S_a = \frac{\partial\, i_0}{u_{we}} = a_1\,2a_2\,u_{we} + 3a_3\,u_{we}^2 + 4a_4\,u_{we}^3 + \ldots$$

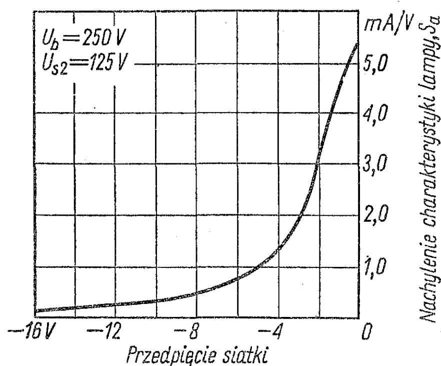
Jeśli wykreśli się zależność S_a od u_{we}, uzyska się typową krzywą podobną do przedstawionej na rys. 18-3. Ponieważ składniki zawierające a_2 i a_4 nie powodują zniekształceń w.cz., dopuszczalna jest tylko liniowa względnie zawierająca człon z u^3 zależność między S_a a u_{we}, natomiast paraboliczny kształt tej krzywej będzie powodem występowania zniekształceń. Ponieważ współczynnik a_4 jest zwykle mniejszy niż a_3, należy brać pod uwagę każdą nieliniowość krzywej S_a w funkcji U_s, a jako regułę należy przyjąć, że aby uzyskać jak najszerszy zakres dynamiki



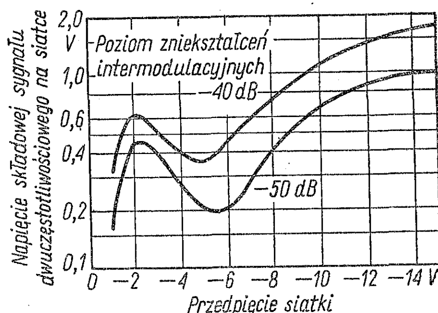
Rys. 18-3. Nachylenie charakterystyki lampy 6AU6 (EF94)



Rys. 18-4. Zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu dla lampy 6AU6 (EF94)



Rys. 18-5. Nachylenie charakterystyki lampy 6BA6 (EF93)



Rys. 18-6. Zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu dla lampy 6BA6 (EF93)

przy najmniejszych zniekształceniach intermodulacyjnych, punkt pracy lampy należy przyjąć pośrodku liniowego zakresu wspomnianej krzywej. Dla lamp z krótką charakterystyką siatkową optymalny pod tym względem punkt pracy występuje zwykle dla napięć wyższych niż polecane w katalogach. Na rys. 18-4 przedstawiono krzywe zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu w zależności od przedpięcia siatki dla lampy z krótką charakterystyką typu 6AU6 (EF94). Łatwo zauważyć, że największą wartość amplitudy sygnału można dopuścić przy przedpięciu siatki od −2 do −3 V. Polecany punkt pracy tej lampy odpowiada przedpięciu równemu −1 V. Na rys. 18-5 przedstawiono zależność S_a od napię-

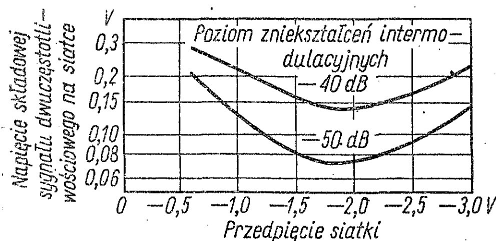
cia siatkowego lampy z długą charakterystyką siatkową typu 6BA6 (EF93). Dla lampy tej występują dwa stosunkowo liniowe odcinki krzywej. Jeden z nich znajduje się w pobliżu nominalnego punktu pracy, drugi zaś przy stosunkowo dużych napięciach polaryzujących. Dla takiej lampy zniekształcenia powinny być małe w dwóch zakresach. Potwierdza się to na rys. 18-6, który wykazuje, iż lampa ma dwa zakresy napięć polaryzacji, w których jest możliwe silne wysterowanie lampy przy małych zniekształceniach. Zakres charakterystyki odpowiadający dużym napięciom polaryzującym jest korzystny do utrzymania małych zniekształceń intermodulacyjnych w przypadku wystąpienia silnych sygnałów oraz działania ARW. Przy projektowaniu układu należy zwrócić uwagę, aby poziom sygnału nigdy nie przekraczał wartości maksymalnej, określonej z wykresu dla wymaganych zniekształceń. Wymaga to właściwych proporcji w działaniu ARW i ręcznej regulacji wzmocnienia.

Zniekształcenia modulacji skrośnej i intermodulacyjne są ze sobą związane. Jak zaznaczono w rozdz. 17, można wykazać, że jeśli zniekształcenia powstają tylko wskutek nieliniowości trzeciego rzędu, stosunek modulacji skrośnej badanej sygnałem AM o amplitudzie nośnej równej amplitudzie jednej ze składowych sygnału dwuczęstotliwościowego do zniekształceń intermodulacyjnych mierzonych dwuczęstotliwościowo wynosi 4 : 1. Załóżmy dla przykładu, że poziom zniekształceń intermodulacyjnych w lampie wynosi —40 dB przy napięciu jednego tonu równym 1 V. A więc, jeśli charakterystyka lampy nie zawiera wyrazów rozwinięcia wyższych od trzeciego rzędu, poziom modulacji skrośnej spowodowanej zakłócającym sygnałem o tej samej amplitudzie wynosi —28 dB. Ponieważ zwykle wartość współczynnika wyrazu trzeciego rzędu w rozwinięciu charakterystyki lampy zależy od części aktualnie wykorzystywanego odcinka tej charakterystyki, dokładniej byłoby zrobić to porównanie w nieco odmienny sposób.

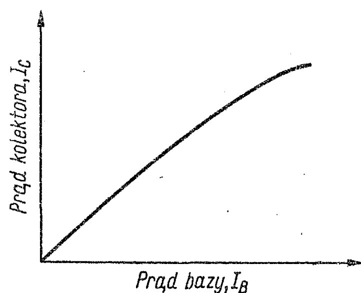
Chwilowa wartość napięcia siatki przy sygnale dwuczęstotliwościowym osiąga maksimum dwukrotnie większe od amplitudy jednej z jego składowych. Współczynnik modulacji skrośnej jest zasadniczo niezależny od amplitudy sygnału żądanego, która jest zwykle dużo mniejsza od amplitudy napięcia zakłócającego. Jeśli badanie modulacji skrośnej jest przeprowadzane przy 30% głębokości modulacji AM napięcia zakłócającego, maksymalna wartość chwilowa tego napięcia jest 1,3 raza większa od wartości amplitudy napięcia nośnej. W celu zrealizowania jednakowego wysterowania siatki przy badaniu intermodulacji i modulacji skrośnej, amplituda nośnej przy badaniu modulacji skrośnej musi być zwiększona w stosunku 2,0/1,3 = 1,54, tj. około 4 dB. Ponieważ w powyższym przykładzie zniekształcenia wzrastają z kwadratem amplitudy sygnału, dla zastosowanej lampy byłoby ściślej powiedzieć, że współczynnik modulacji skrośnej mierzonej sygnałem zakłócającym o poziomie 1,54 V modulowanym do głębokości 30% wynosi —20 dB.

W przypadku gdy występowanie zniekształceń intermodulacyjnych jest bardziej prawdopodobne niż zniekształceń wywołanych modulacją skrośną, wystarcza charakterystyka pokazana na rys. 18-6, ponieważ zależność między sygnałem wejściowym a napięciem ARW jest bardziej stroma niż charakterystyka regulacyjna. A więc zniekształcenia intermodulacyjne będą zawsze najgroźniejsze przy największych poziomach sygnału. Jeśli w odbiorniku jest zastosowany na wejściu wzmacniacza p.cz. filtr wąskopasmowy, wszystkie stopnie są zabezpieczone przed modulacją skrośną i przeważają zniekształcenia intermodulacyjne. W przypadku odbiornika ze wzmacniaczem p.cz. o zwykłych obwodach rezonansowych jego pierwsze stopnie, wszystkie stopnie wzmacniacza w.cz. oraz lampy mieszacza

są bardziej podatne na modulację skrośną niż na intermodulację. W takim przypadku minimum krzywej przedstawionej na rys. 18-6 określa graniczną wartość przedpięcia siatki, z jakim może pracować lampa dla określonego współczynnika modulacji skrośnej. Do takiego celu bardziej pożądana byłaby lampa o wydłużonej charakterystyce. Zależność $S_a(u_s)$ dla lampy tego typu ma zazwyczaj bardziej łagodną krzywiznę, natomiast przejście między liniowymi odcinkami krzywej jest stosunkowo gwałtowne. Powoduje to zwiększenie w tym zakresie zniekształceń intermodulacyjnych. Jest to widoczne na rys. 18-7, na którym wykreślono zniekształcenia intermodulacyjne nuwistora 6DS4 o omawianej charakterystyce. Dla tego rodzaju lampy współczynnik modulacji skrośnej nieco mniej zależy od wzmocnienia.

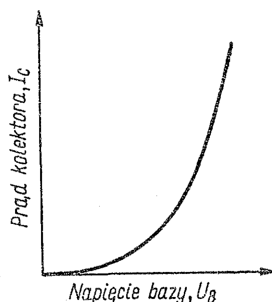


Rys. 18-7. Zniekształcenia trzeciego rzędu dla nuwistora 6DS4. $U_b = 100$ V



Rys. 18-8. Charakterystyka tranzystora $I_c = f[I_B]$

Zależność prądu wyjściowego od prądu wejściowego tranzystora w układzie z uziemionym emiterem pokazano na rys. 18-8. Liniowość charakterystyki jest dobra dla małych wartości prądu, lecz przy większych prądach pogarsza się. Przebieg zależności prądu wyjściowego od napięcia wejściowego tranzystora w tym samym układzie przedstawiono na rys. 18-9. W idealnym przypadku



Rys. 18-9. Charakterystyka tranzystora $I_c = f[U_{BE}]$

przebieg jest wykładniczy [18-5], lecz przy dużych napięciach rozproszona rezystancja bazy, oznaczana zwykle przez r'_{BB}, ogranicza prąd i zależność staje się prawie liniowa. Porównując oba wykresy łatwo zauważyć, że krzywizny ich są przeciwne. W tych warunkach jest uzasadnione twierdzenie, że zniekształcenia będą najmniejsze, kiedy tranzystor zasilany będzie ze źródła o optymalnej rezystancji wewnętrznej. Optimum takie występuje jednak dla rezystancji znacznie większej od wejściowej rezystancji tranzystora i w większości przypadków zmniej-

szenie zniekształceń w stosunku do warunków odpowiadających dopasowaniu rezystancji źródła nie przekracza kilku decybeli. Ze względu na linearyzujące działanie zarówno rezystancji r'_{BB} jak i rezystancji źródła, większość tranzystorów wykazuje najlepszą liniowość przy większych wartościach prądu kolektora. Przy projektowaniu wzmacniacza p.cz. poziom sygnału, przy jakim ma pracować każdy stopień, powinien odpowiadać pełnemu zakresowi zmian poziomu sygnału wejściowego, przy uwzględnieniu działania układu ARW. Prąd kolektora każdego tranzystora powinien więc być tak dobrany, aby zapewnić wymaganą regulację wzmocnienia, przy dopuszczalnych zniekształceniach. Uzyska się dzięki temu optymalne z punktu widzenia poboru mocy rozwiązanie, dla założonego poziomu zniekształceń. Tablica 18-1 podaje dane dotyczące warunków pracy kilku typów tranzystorów pracujących w układzie wspólnego emitera przy częstotliwości 2 MHz, odpowiadających poziomowi zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu równemu —40 dB.

Tablica 18-1. Własności różnych typów tranzystorów przy poziomie zniekształceń intermodulacyjnych równym — 40 dB

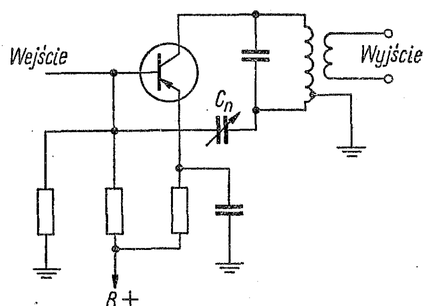
Typ	P_{we} [mW]	P_{wy} [mW]	Z_{we} [Ω]	R_L [Ω]	K_p [dB]
2N696	400	18,2	100	390	25
2N700	35	1,8	370	2200	16
2N706B	220	29,8	100	220	25
2N1143	140	28,5	130	1000	23
2N1396	60	0,9	315	2200	27
2N1613	620	23,7	115	390	25

Oznaczenia:
P_{we} — maksymalna moc wydzielana w tranzystorze w temperaturze otoczenia +65°C; napięcie zasilania kolektora wynosi połowę napięcia maksymalnego;
P_{wy} — moc wyjściowa PEP, odpowiadająca poziomowi zniekształceń trzeciego rzędu —40 dB przy dwuczęstotliwościowym sygnale wejściowym;
Z_{we} — impedancja wejściowa przy dopasowaniu;
R_L — impedancja obciążenia dobrana tak, aby uzyskać maksymalne napięcie wyjściowe, przy poziomie zniekształceń intermodulacyjnych —40 dB;
K_p — wzmocnienie mocy w układzie wspólnego emitera.

Przy projektowaniu wzmacniaczy tranzystorowych p.cz. pracujących w układzie wspólnego emitera należy liczyć się z potrzebą stosowania neutralizacji bądź unilateryzacji. Pojemność baza-kolektor C_{BC} wprowadza sprzężenie zwrotne, które powoduje pogorszenie stabilności, a w przypadkach krańcowych — wzbudzenie drgań. Nowoczesne tranzystory mają znacznie zmniejszoną, w stosunku do starszych typów, pojemność baza-kolektor. Dzięki niższej obecnie cenie tranzystorów nie ma potrzeby uzyskiwania maksymalnego dysponowanego wzmocnienia mocy stopnia. Okoliczności te stwarzają możliwość projektowania wzmacniaczy p.cz. bez neutralizacji. W takim przypadku stabilność jest zagwarantowana dzięki stosowaniu tranzystorów o małej pojemności C_{BC} oraz pracy przy niezbyt dużym wzmocnieniu. Dotyczy to przede wszystkim wzmacniaczy p.cz. z filtrem jednowstęgowym. W takim przypadku obwody międzystopniowe są celowo szerokopasmowe, i jeśli nawet występuje niewielkie zniekształcenie charakterystyki, nie ma to większego wpływu na wypadkową krzywą selektywności. We wzmacniaczach p.cz. z konwencjonalnymi obwodami rezonanso-

wymi należy zapobiegać wystąpieniu dodatkowego sprzężenia zwrotnego, aby uniknąć zniekształcenia wypadkowej krzywej przenoszenia. We wzmacniaczach, w których zastosowano tranzystory o dużych pojemnościach baza-kolektor bądź w których wzmocnienie przypadające na jeden stopień nie jest odpowiednio obniżone np. dzięki zastosowaniu dużych pojemności w obwodach rezonansowych, najlepiej zastosować neutralizację wzmacniacza.

Na rys. 18-10 pokazano stopień wzmacniacza p.cz. z neutralizacją kolektora. Jeśli cewka obwodu rezonansowego w kolektorze ma odczep pośrodku, to $C_n = C_{BC}$. A więc sprzężenie zwrotne kolektor-baza jest zneutralizowane napięciem o identycznej amplitudzie, lecz o przeciwnej fazie, pobieranym z dolnego końca obwodu rezonansowego w kolektorze. Układ ten jest odpowiednikiem wzmacniacza lampowego w.cz. z neutralizacją anodową. Inne układy wzmacniaczy lampowych z neutralizacją, z których jeden jest opisany w rozdz. 11, również mają swoje tranzystorowe odpowiedniki.



Rys. 18-10. Wzmacniacz p.cz. z neutralizacją kolektorową

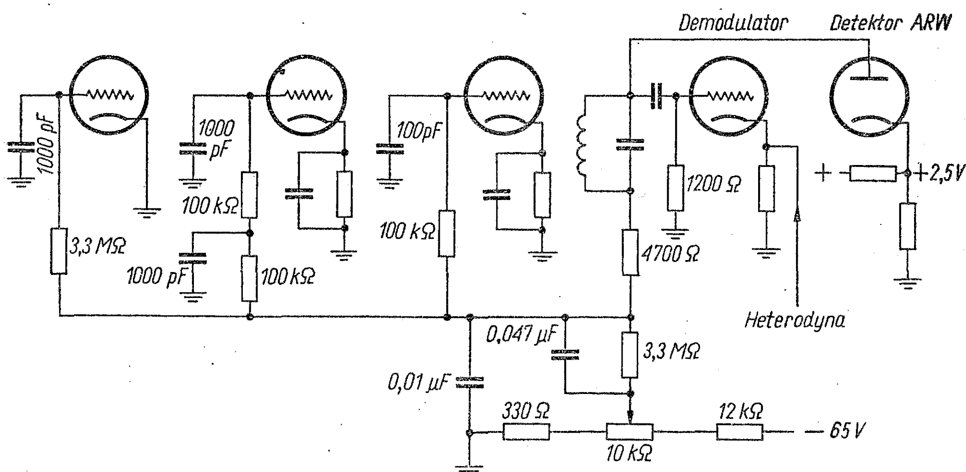
Dalszym udoskonaleniem eliminacji sprzężenia zwrotnego jest unilateryzacja. Obecność rozproszonej rezystancji bazy r'_{BB} między zewnętrznym doprowadzeniem bazy a złączem baza-kolektor powoduje, że dla dokładnego zrównoważenia konieczne jest włączenie w szereg z kondensatorem neutralizującym opornika o małej rezystancji. Jednak opornik ten jest stosowany jedynie w przypadku, gdy jest wymagane maksymalne wzmocnienie.

18-3. Automatyczna regulacja wzmocnienia

W większości odbiorników jednowstęgowych pętlą ARW są objęte stopnie wielkiej oraz pośredniej częstotliwości. Regulacja ta zapewnia utrzymanie stosunkowo stałego poziomu napięcia wyjściowego odbiornika, niezależnie od poziomu sygnału na wejściu. Napięcie regulujące w odbiorniku jednowstęgowym jest otrzymywane z sygnału złożonego lub z pilotującej nośnej. Przez doprowadzenie tego napięcia do elementu o zmiennym wzmocnieniu realizuje się wymagany zakres regulacji.

W odbiornikach jednowstęgowych ze stłumioną nośną napięcie regulujące powinno być wytwarzane szybko, aby uniknąć chwilowego przesterowania, występującego przy pojawieniu się pierwszej zgłoski i sygnału mowy w danym odcinku rozmowy. Obwiednia sylab jednowstęgowego sygnału mowy jest podobna do oryginalnego sygnału akustycznego, tj. amplituda jej zmienia się z małą częstotliwością (około 5 Hz) w sposób podobny do przebiegu wejściowego. Napięcie ARW po pojawieniu się sylaby musi szybko narosnąć i następnie utrzymywać się przez dłuższy okres czasu. Aby uniknąć gwałtownych fluktuacji wzmocnienia odbiornika, napięcie ARW jest zwykle utrzymywane na średniej

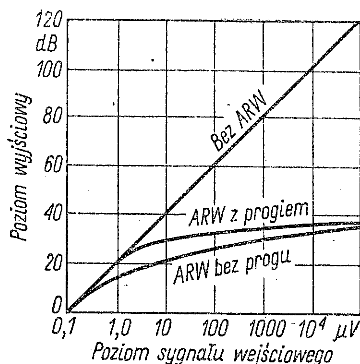
wartości odpowiadającej kilku sylabom sygnału. Nadmiernie szybka zmiana napięcia ARW z częstotliwością sylab powoduje występowanie szumów między sylabymi — zjawisko zwane *„pompowaniem"*. Tak więc przy jednowstęgowym przesyłaniu mowy jest wymagana w obwodzie ARW mała stała czasowa naładowania i duża wyładowania. W układzie przedstawionym na rys. 18-11 konwencjonalny detektor ARW, jaki jest stosowany w odbiornikach AM, został zmodyfikowany tak, by uzyskać szybko narastające, a powoli opadające napięcie regulujące, dzięki czemu układ nadaje się do regulacji wzmocnienia sygnału jednowstęgowego bez fali nośnej. W celu uniknięcia powstawania napięcia stałego w obwodzie ARW, wynikającego z detekcji napięcia generatora częstotliwości demodulującej, detektor ARW powinien być zabezpieczony od wpływu tego generatora.



Rys. 18-11. Układ ARW z progiem działania, stosowany w odbiorniku systemu bez fali nośnej typu 75S-1 firmy Collins

W układzie przedstawionym na rys. 18-11 detektor diodowy dostarcza do lamp wzmacniacza ujemne napięcie regulujące. Dodatnie napięcie na katodzie prostownika o wartości 2,5 V wytwarza próg działania układu ARW, co umożliwia wykorzystanie pełnego wzmocnienia odbiornika przy słabych sygnałach. Przy silniejszych sygnałach wejściowych wartość dodatnich połówek napięcia p.cz. przekracza wartość progu, wzmocnienie odbiornika maleje wraz ze wzrostem doprowadzonego napięcia. Krzywa na rys. 18-12 ilustruje efekt tego rodzaju regulacji. Przedpięcie detektora ARW wywołuje brak napięcia regulacyjnego przy małych poziomach sygnału. Ponieważ na detektor ARW działa napięcie sygnału zmniejszone o wartość przedpięcia diody, przy systemie ARW z progiem działania otrzymuje się wyższe napięcie wyjściowe niż w przypadku ARW bez przedpięcia. Dotyczy to oczywiście przypadku stosowania identycznych stopni regulowanych. W układzie ARW z progiem działania, ze wzrostem poziomu sygnału wejściowego napięcie wyjściowe narasta liniowo aż do wartości odpowiadającej progowi działania, lecz po jej przekroczeniu przyrost napięcia wyjściowego jest mniejszy niż dla wersji bez progu działania. Można uzyskać charakterystykę ARW wykazującą jeszcze mniejszy przyrost napięcia wyjściowego stosując więcej stopni regulowanych lub wzmacniacz napięcia regulacyjnego (wzmacniacz

prądu stałego). Uzyskanie sygnału sterującego detektorem ARW z oddzielnego nieregulowanego wzmacniacza niezależnego od części odbiornika o regulowanym wzmocnieniu również poprawia płaskość charakterystyki.



Rys. 18-12. Zależność poziomu wyjściowego odbiornika od wartości sygnału na wejściu dla układu ARW z progiem i bez progu działania

Ponieważ napięcie generatora demodulującego w układzie z rys. 18-11 jest doprowadzane do katody lampy demodulatora, występuje bardzo słabe sprzężenie z obwodem siatkowym o małej impedancji, zatem do detektora ARW przenika znikome napięcie generatora. Pobieranie napięcia do układu ARW z przedostatniego stopnia wzmacniacza p.cz. również poprawia separację detektora ARW od generatora demodulującego.

Stała czasowa ładowania (zadziałania) układu ARW jest wielokrotnie mniejsza od stałej czasowej rozładowania. Stała czasowa ładowania przedstawionego układu wynosi około 1 ms, podczas gdy stała czasowa rozładowania jest około 200 razy większa, tj. wynosi około 0,2 s. Wartości te nie są krytyczne i spotykane stałe czasowe ładowania wynoszą 2÷10 ms, stałe czasowe rozładowania zaś do 1 s. Zbyt duża stała czasowa rozładowania powoduje długi czas ustalania się wzmocnienia odbiornika. Ponieważ czas ładowania układu jest krótki, napięcie regulujące dość dobrze odpowiada maksymalnej wartości amplitudy sygnału. Niewielkie przesterowanie występujące na początku transmisji mowy jest prawie niezauważalne, co umożliwia pewną swobodę wyboru stałej czasowej ładowania. Jeśli szczyty sylab sygnału powtarzają się w odstępach krótszych niż czas rozładowania, napięcie regulujące jest utrzymywane prawie na stałym poziomie i wzmocnienie odbiornika zmienia się tylko nieznacznie. Przy nadawaniu normalnego sygnału mowy, wzmocnienie odbiornika zmienia się wraz z fluktuacjami amplitudy sygnału spowodowanymi warunkami propagacji bądź zmianami poziomu emitowanego sygnału. Przy właściwie dobranej stałej czasowej oraz przy odpowiednim wzmocnieniu pętli ARW zmiany poziomu wyjściowego odbiornika są do przyjęcia. Szybko działająca ARW, jak opisana wyżej, stosowana przy jednowstęgowym sygnale mowy jest wrażliwa na impulsy zakłócające, które w rezultacie wytworzenia się napięcia regulacyjnego powodują zmniejszenie wzmocnienia odbiornika. Z tego punktu widzenia czas ładowania układu ARW powinien być możliwie długi.

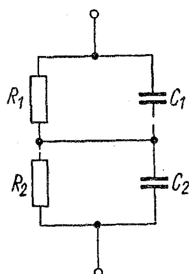
Przy sygnale wieloczęstotliwościowym oraz transmisji danych wykorzystanie energii wstęgi bocznej do pracy automatycznej regulacji wzmocnienia jest prawie identyczne jak wykorzystanie do tego celu nośnej w odbiornikach AM. Gdyby nie występował problem przesterowania na początku transmisji danych w odbior-

niku jednowstęgowym, można by stosować wolno działającą ARW. Należy zwrócić uwagę, że we wszystkich odbiornikach występuje ten sam problem szybkiej reakcji układu ARW na początku transmisji.

Napięcie sterujące układ ARW można w razie potrzeby pobierać z wyjścia m.cz. Rozwiązanie takie jest jednak bardzo rzadko stosowane, ze względu na często spotykaną ręczną regulację wzmocnienia we wzmacniaczu m.cz. Regulacja ta uniemożliwiłaby poprawne działanie ARW.

W przypadku gdy detektor ARW jest podłączony do transformatora wyjściowego wzmacniacza p.cz. razem z demodulatorem, istnieje niebezpieczeństwo, że nieliniowe obciążenie wniesie zniekształcenia do demodulatora. Zniekształcenia sygnału można zmniejszyć przez zmniejszenie impedancji wyjściowej ostatniego stopnia p.cz. lub zwiększenie impedancji wejściowej układu ARW.

W pewnych okolicznościach może być pożądane uzyskanie krótszego czasu rozładowania, niż na to pozwala prosty obwód *RC*. Można to rozwiązać w obwodzie z dwiema stałymi czasowymi, przedstawionym na rys. 18-13. W takim



Rys. 18-13. Układ z dwiema stałymi czasowymi

układzie początkowe zmniejszenie napięcia ARW jest szybkie, gdyż wynika z małej stałej czasowej R_1C_1. Stosunek $R_1/(R_1+R_2)$ określa część całkowitego napięcia regulującego, która zmienia się z małą stałą czasową. Umożliwia to szybki częściowy wzrost wzmocnienia odbiornika, jaki jest wymagany, gdy niektóre odbierane sygnały są słabsze od pozostałych. Stosunek $R_1/(R_2+R_2)$ oraz wartości małej i dużej stałej czasowej są określane przez uwzględnienie w obliczeniach wyżej wymienionych czynników oraz przyjęcie odpowiedniego kompromisu. Inną metodę otrzymywania szybszego rozładowania zastosowano w specjalnym układzie ARW [18-6, 18-7]. W układzie tym kondensator filtru ARW jest szybko ładowany; równocześnie druga dioda ładuje kondensator drugiego obwodu o innej stałej czasowej, napięcie z tego obwodu siatki doprowadzone do siatki lampy rozładowującej powoduje jej zatkanie. Z pierwszego obwodu ARW zostają usunięte wszystkie oporniki bocznikujące, dzięki czemu napięcie regulujące pozostaje stałe aż do chwili, w której zmniejszenie się napięcia układu o drugiej stałej czasowej spowoduje przewodzenie lampy rozładowującej. Od tej chwili następuje bardzo szybkie rozładowanie obwodu ARW. Tak więc wzmocnienie odbiornika pozostaje stałe do czasu rozładowania obwodu ARW, po którym następuje szybki wzrost wzmocnienia. Zasada utrzymywania stałego bądź niewiele zmieniającego się poziomu ARW poprzez krótki okres czasu może być uzyskiwana różnymi sposobami.

Wzmocnienie tranzystora można zmniejszać polaryzując go w kierunku odcięcia w podobny sposób jak w lampach próżniowych. Tranzystor zachowuje się jednak przy zmianie napięcia polaryzującego w kierunku odcięcia podobnie jak lampa z krótką charakterystyką, tzn. przy regulacji zmniejsza się zakres dopusz-

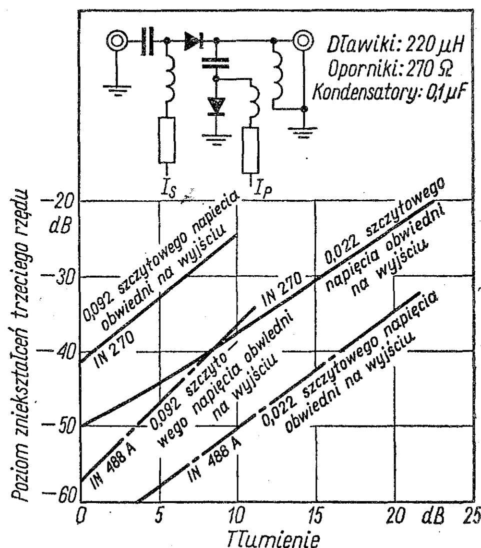
czalnej dynamiki sygnału i rosną zniekształcenia intermodulacyjne. Chociaż można wykonać wzmacniacz tranzystorowy np.cz. z prostą ARW, wyniki nie są jednak zadowalające, jeśli ma on pracować poprawnie w szerokim zakresie zmian poziomu sygnału wejściowego. Przy mniejszych poziomach wejściowych można stosować ARW i zniekształcenia intermodulacyjne mogą być dopuszczalne, lecz przy większych sygnałach wystąpią zniekształcenia i przesterowanie układu. Istnieje wiele innych sposobów realizacji ARW w układach tranzystorowych. W jednym z nich wykorzystuje się diodę jako element o zmiennej rezystancji. Niespolaryzowana dioda krzemowa przedstawia dużą rezystancję dla słabych sygnałów. Po spolaryzowaniu w kierunku przewodzenia jej rezystancja maleje. W idealnym przypadku, gdyby charakterystyka diody zawierała tylko parzyste wyrazy rozwinięcia na szereg, nie powodowałaby ona zniekształceń intermodulacyjnych. Praktycznie zależność między napięciem a prądem diody półprzewodnikowej przebiega wykładniczo, przynajmniej w tym zakresie, w którym rozproszona rezystancja materiału półprzewodnika może być pominięta. Zależność ta ma postać

$$i = k_m \, e^{cu}$$

Przedstawiając ją w postaci szeregu Maclaurina mamy

$$i = k\left[cu + \frac{(cu)^2}{2!} + \frac{(cu)^3}{3!} + \frac{(cu)^4}{4!} + \ldots + \frac{(cu)^n}{n!} + \ldots\right]$$

Z rozwinięcia tego widać, że charakterystyka diody zawiera zarówno nieparzyste jak i parzyste potęgi napięcia, a więc dioda wytwarza zniekształcenia intermodulacyjne nieparzystego rzędu. Na rys. 18-14 przedstawiono układ diodowego dziel-

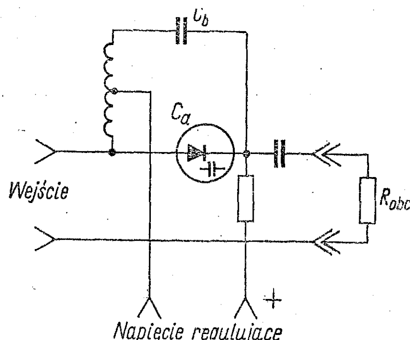


Rys. 18-14. Zależność zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu w dzielniku napięciowym z diodą przewodzącą (przy sygnale dwuczęstotliwościowym)

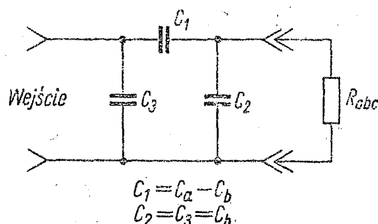
nika napięcia razem z jego charakterystyką zniekształceń intermodulacyjnych. Prądy: szeregowy I_s i równoległy I_p są dobrane tak, aby utrzymać stałą wartość rezystancji wejściowej około 50 Ω. Przy prądzie szeregowym 50 mA i braku prądu w gałęzi równoległej tłumienie układu wynosi 0,5 dB. Jak pokazano na

załączonym wykresie, zniekształcenia są dość duże nawet przy niezbyt dużych napięciach w.cz. Okoliczność ta jak również potrzeba stosowania do uzyskania dużych tłumień znacznych prądów powoduje, że rozwiązanie to nie znalazło szerszego zastosowania w układach ARW.

Własność zmiany pojemności diod półprzewodnikowych spolaryzowanych zaporowo może być wykorzystana w układach ARW. Dioda o zmiennej pojemności mogłaby być zastosowana jako element zmieniający sprzężenie między dwoma obwodami rezonansowymi. Jednym z najlepszych układów, w których są wykorzystywane waraktory, jest tłumik mostkowy. Na rys. 18-15 przedstawiono



Rys. 18-15. Tłumik mostkowy z waraktorem



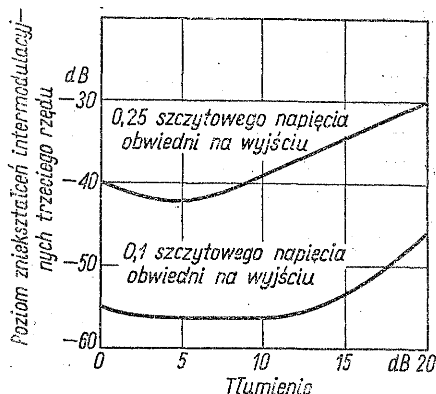
Rys. 18-16. Schemat zastępczy tłumika mostkowego waraktorowego

jedną z postaci tego układu. W układzie cewka z wyprowadzonym pośrodku odczepem służy do odwrócenia fazy, tak że napięcie na jej górnym końcu jest w przeciwnej fazie w stosunku do napięcia wejściowego. Gdyby cewka była doskonałym transformatorem, to znaczy napięcia na jej końcach były przesunięte w fazie dokładnie o 180° mostek można by przedstawić schematem zastępczym pokazanym na rys. 18-16. Na rysunku tym pojemność C_1 jest równa różnicy stałej pojemności C_b oraz zmiennej pojemności C_a. A więc kiedy $C_a = C_b$, C_1 dąży do zera i współczynnik przenoszenia układu również dąży do zera. Rys. 18-17 przedstawia charakterystykę zniekształceń tłumika mostkowego o zakresie tłumienia 20 dB z diodą waraktorową, polaryzowaną napięciem 10 V. Porównując te dane z parametrami układu z diodą o zmieniającej się rezystancji widać, że mostek ten może pracować przy znacznie większych sygnałach, zapewniając mniejsze zniekształcenia. Prócz tego układ jest sterowany napięciowo, co ułatwia rozwiązanie układu sterującego.

W układach o zmiennym wzmocnieniu można stosować również elementy o parametrach zależnych od natężenia pola magnetycznego, jak tłumiki oparte na zjawisku Halla oraz nasycone dławiki w.cz. Jednak aby uzyskać szybko działającą ARW, elementy te wymagają dla skutecznego działania dostarczenia bardzo dużej mocy.

Przy odbiorze niezależnych sygnałów w górnej i dolnej wstędze (a więc przy oddzielnych wyjściach) należy dodatkowo rozważyć sposób połączenia oddzielnych napięć ARW w układzie regulacji wzmocnienia wspólnych stopni w.cz. W jednym z systemów stopnie w.cz. odbiornika są regulowane napięciem pochodzącym z kanału, w którym występuje silniejszy sygnał, natomiast wzmocnienie wzmacniaczy p.cz. (oddzielnych dla każdego kanału) jest regulowane

zależnie od napięcia wyjściowego tego kanału. Próg działania układu ARW we wzmacniaczu w.cz. powinien być większy niż we wzmacniaczach p.cz., zwłaszcza jeśli amplitudy odbieranych sygnałów jednowstęgowych mogą się znacznie różnić. Umożliwia to uniknięcie tłumienia sygnału słabszego przez sygnał silniejszy. Jednak napięcie ARW doprowadzone do stopni w.cz. musi być odpowiednie, aby zapobiec blokowaniu bądź przesterowaniu tych stopni układu przy silnych sygnałach.



Rys. 18-17. Zniekształcenia trzeciego rzędu w mostkowym tłumiku z waraktorem

Automatyczna regulacja wzmocnienia w odbiorniku jednowstęgowym z pilotującą nośną ma tę zaletę, że można stosować większe stałe czasowe, jednak układ taki ma również pewne wady. W odbiornikach z pilotującą nośną detektor ARW jest stosowany zwykle za wąskopasmowym filtrem nośnej. Schemat blokowy takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 16-8. Wąskopasmowy filtr nośnej o szerokości pasma 40 Hz potrzebny do automatycznej regulacji częstotliwości zwiększa koszty i komplikuje układ, podobnie jak w odbiorniku AM lub w odbiorniku jednowstęgowym systemu bez nośnej pilotującej. W systemie z nośną pilotującą napięcie o częstotliwości nośnej występuje podczas transmisji, utrzymując wzmocnienie odbiornika na określonej wartości, jeśli nie występują zaniki sygnału. Przy braku zaników działanie ARW ustala wzmocnienie odbiornika na takim poziomie, aby napięcie wyjściowe było stosunkowo stałe. Ponieważ napięcie nośnej pilotującej nie zmienia się w takt modulacji, można zastosować większą stałą czasową, zabezpieczając odbiornik od zakłóceń lepiej niż przy pracy bez fali nośnej. Wąskopasmowy filtr w systemie z nośną pilotującą zabezpiecza obwód ARW od niepożądanych sygnałów pochodzących z sąsiedniego kanału i zakłóceń. Jednak przy występowaniu silnych zaników regulacja wzmocnienia może nie odpowiadać zmianom amplitudy wstęgi bocznej. Mimo istnienia problemu niepożądanych, niekoherentnych zaników wstęgi bocznej i nośnej, zastosowanie nośnej pilotującej do ARW w odbiornikach komunikacyjnych służb stałych przeważa i ogólnie biorąc jest skuteczne.

Podobnie jak każdy układ ze sprzężeniem zwrotnym, fragment odbiornika objęty ARW przy niewłaściwych zależnościach amplitudowo-fazowych w pętli może być niestabilny. Kryterium stosowane do serwowzmacniaczy może być zastosowane również do systemów ARW w celu zbadania poprawności i stabilności jego działania [18-8].

Na rys. 18-18 przedstawiono podstawowy, blokowy schemat pętli ARW, który będzie analizowany niżej. W analizie, ze względu na wygodę, przyjęto

poziomy w decybelach, gdyż tłumienia stopni regulowanych są często wyrażane w decybelach na wolt. Również w systemach z dużym przedpięciem wstępnym początkowe napięcie wyjściowe ARW jest prawie logarytmiczną funkcją napięcia wejściowego. Przyjęto następujące oznaczenia:

I_1 — poziom wejściowy odpowiadający progowi działania ARW [dB] (0 dB);
I — poziom wejściowy powyżej progu działania ARW [dB];
θ_1 — poziom wyjściowy odpowiadający progowi działania [dB];
θ — poziom wyjściowy odpowiadający wartości powyżej progu ARW [dB];
U — napięcie stałe ARW;
K_1 — wzmocnienie odpowiadające progowi ARW [dB];
K — wzmocnienie powyżej progu ARW [dB];
A — współczynnik regulacji wzmocnienia [dB/V];
β — ARW [V/dB].

Jeśli poziom sygnału jest większy od wartości odpowiadającej progowi działania ARW, są słuszne następujące zależności:

$$U = \beta(\theta - \theta_1)$$

$$K = K_1 - AU$$

$$K = K_1 - A\beta(\theta - \theta_1)$$

lecz

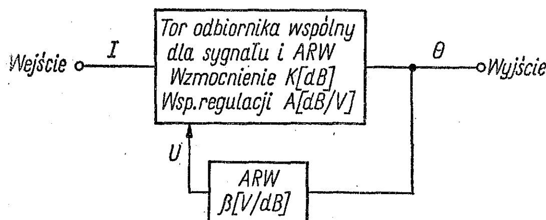
$$\theta = K + I \qquad \theta_1 = K_1 + I$$

$$K = K_1 - A\beta(K + I - K_1 - I_1)$$

$$K(1 + A\beta) = K_1(1 + A\beta) - A\beta(I - I_1)$$

$$K = K_1 - \frac{A\beta\,(I - I_1)}{1 + A\beta} \tag{18-1}$$

Z równania (18-1) wynika, że wzmocnienie odbiornika wyrażone w decybelach (przy poziomie sygnału wejściowego wyższym od wartości progowej) równa się wzmocnieniu przy sygnale progowym zmniejszonemu o przyrost sygnału wejściowego w stosunku do poziomu progowego (w decybelach) pomnożonemu przez $A\beta/(1+A\beta)$. Dla zilustrowania sposobu korzystania z powyższych zależności rozważmy prosty przykład.



Rys. 18-18. Schemat blokowy pętli ARW

Załóżmy, że $A\beta$ wynosi 30 w całym zakresie dynamiki odbiornika oraz wzmocnienie $K_1 = 100$ dB. Niech poziom sygnału wejściowego wynosi 100 dB powyżej wartości progowej. A więc

$$K = 100 - \frac{30\,(100)}{31} = 100 - 96{,}8 = 3{,}2 \text{ dB}$$

oraz

$$\theta = K+I = 103{,}2 \text{ dB}$$

Przy sygnale progowym

$$\theta_1 = K_1+I_1 = 100+0 = 100 \text{ dB}$$

Tak więc, dla przyjętego sygnału wejściowego poziom wyjściowy wzrasta o 3,2 dB w stosunku do wartości progowej. Gdyby iloczyn $A\beta$ był stały w całym zakresie dynamiki odbiornika, zależność między poziomami wyjściowym a wejściowym (wyrażonymi w decybelach) byłaby liniowa. W rzeczywistości większość charakterystyk ARW jest spłaszczona dla większych poziomów sygnału, pomijając wzrost modulacji. Może to być wywołane dwiema przyczynami: wzrostem współczynnika A przy zwiększaniu przedpięć lamp oraz tym, że napięcie regulujące po przekroczeniu progu działania wzrasta szybciej niż według krzywej logarytmicznej — a więc wzrostem β. Według Victora i Brockmana [18-8] dla pewnej pętli ARW iloczyn $A\beta$ zmienia się z 38 na 66 przy 40 dB zmianie poziomu sygnału.

Dotychczasowa analiza dotyczy wyłącznie statycznych warunków regulacji. W dynamicznych warunkach pracy charakterystykę częstotliwościową pętli ARW można określić przy sinusoidalnej modulacji sygnału wejściowego. Badając własności układu ARW przy napięciu zmiennym należy pamiętać, że ze względu na stabilność pętli sprzężenia zwrotnego zasadniczym elementem filtrującym w obwodzie napięcia regulującego jest pojedynczy kondensator o dużej pojemności. A więc przy danej częstotliwości f

$$\beta = \frac{\beta_0}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_c}}$$

przy czym:

β_0 — wartość β dla prądu stałego;

f_c — częstotliwość graniczna filtru dla spadku 3 dB.

Podstawiając do równania (18-1) powyższą zależność otrzymujemy

$$K = K_1 - \frac{I-I_1}{1+\dfrac{1}{A\beta}} = K_1 - \frac{I-I_1}{1+\dfrac{1/A\beta_0}{1+\mathrm{j}(f/f_c)}}$$

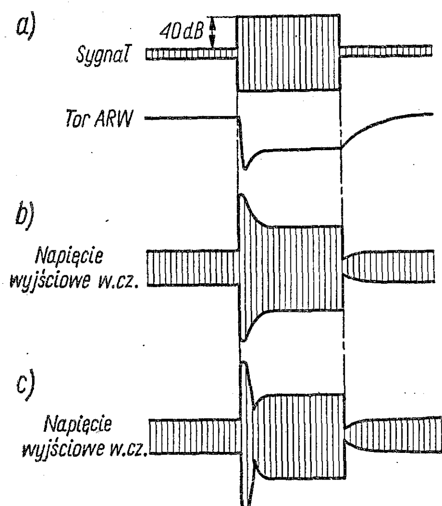
W przypadku gdy $A\beta_0 \gg 1$ oraz $f/f_c \gg 1$, mamy

$$K = K_1 \frac{I-I_1}{1+\mathrm{j}\left(\dfrac{f/f_c}{A\beta}\right)}$$

W tych warunkach charakterystyka częstotliwościowa pętli sprzężenia zwrotnego wykazuje spadek 3 dB, jeśli $\dfrac{f}{f_c A\beta_0} = 1$, czyli $f = A\beta_0 f_c$. Tak więc częstotliwość graniczna zamkniętej pętli będzie zwiększona o współczynnik $A\beta_0$ lub też stała czasowa układu zostanie zmniejszona w tym samym stopniu. Ma to

znaczenie, gdy zachodzi potrzeba określenia szybkości ustalenia wzmocnienia odbiornika przy zmianach poziomu sygnału. Stała czasowa narastania napięcia zależy od wypadkowej rezystancji ładowania oraz pojemności filtru ARW. Ta stała, określająca szybkość ustalania się wzmocnienia odbiornika przy nagłym wzroście sygnału wejściowego, jest równa stałej czasowej ładowania RC, podzielonej przez wzmocnienie w pętli dla prądu stałego $A\beta_0$.

Przy silnym gwałtownym wzroście sygnału wejściowego może wystąpić przesterowanie toru sygnału, znacznie zmniejszające w krótkim okresie czasu wartość A. Jak wspomniano, wartości A i β są również zależne od poziomu sygnału. Tak więc stała czasowa ARW przy ładowaniu jest funkcją poziomu sygnału wejściowego i dokładne jej określenie nie jest łatwe. Przy gwałtownym zmniejszaniu poziomu sygnału napięcie występujące na kondensatorze przekracza maksymalną wartość napięcia doprowadzonego do diody ARW, co powoduje jej zatkanie. Kiedy poziom sygnału spada do zera, np. podczas przerwy w transmisji, kondensator rozładowuje się do zera przez opornik znajdujący się w układzie stałej czasowej. W tych warunkach stała czasowa nie zależy od wartości $A\beta$. Jeśli poziom sygnału nie spada do zera, lecz do innej ustalonej wartości, szybkość rozładowania kondensatora będzie taka sama jak w poprzednim przypadku, lecz rozładowanie kondensatora będzie zachodzić do chwili, w której nastąpi zrównanie napięcia na kondensatorze z wartością szczytową napięcia na detektorze ARW. Od tej chwili rozładowanie kondensatora zostaje



Rys. 18-19. Działanie układu ARW przy skokowym wzroście poziomu sygnału wejściowego o 40 dB

przerwane. Proces ten trwa oczywiście krócej niż w przypadku pełnego rozładowania układu stałej czasowej RC i w tym sensie można powiedzieć, że czas rozładowania ARW jest krótszy.

W celu sprawdzenia układu ARW można badać odpowiedź układu na schodkowy impuls wejściowy. Dla przedstawionych na rys. 18-19 przebiegów założono wzrost poziomu sygnału wejściowego o 40 dB. Przy takim napięciu wejściowym narastanie napięcia regulującego ARW jest szybkie i zależy tylko od stałej czasowej w zamkniętej pętli. Jednak z powodu pewnego opóźnienia pojawienia się napięcia regulującego, doprowadzonego do stopni regulowanych, napięcie wyjściowe oraz napięcie ARW ma pewien przerzut, po którym oba przebiegi

dążą do nowych, ustalonych wartości. Podczas tego przerzutu odbiornik może być przesterowany wskutek wysterowania jednego lub więcej stopni w prąd siatki, lub jego pracy przy nadmiernym poziomie sygnału. O ile może to być niezauważalne przy pracy telefonicznej o tyle, może to być szkodliwe przy transmisji danych. Przy 40 dB wzroście sygnału wejściowego odbiornika napięcie wyjściowe po ustaleniu się wzrasta od 1 do 2 dB, zależnie od wzmocnienia pętli ARW. Dla przebiegu przedstawionego na rys. 18-19b po wystąpieniu przerzutu w czasie działania zwiększonego sygnału wejściowego zachodzi stopniowe zmniejszanie wzmocnienia odbiornika. Dla przebiegu z rys. 18-19c występuje dodatkowo przerzut ujemny, gdyż w tym przypadku obwody siatkowe poszczególnych stopni regulowanych zostały naładowane do wyższego napięcia w chwili występowania przerzutu napięcia ARW. Wzmocnienie odbiornika w takim przypadku ustali się dopiero po rozładowaniu tych obwodów. Ten ujemny przerzut pokazany na rys. 18-19c może być zmniejszony przez zastosowanie obwodów siatkowych, dostosowanych do szybkich zmian napięcia regulującego, a jednocześnie zapewniających odpowiednie odsprzężenie między poszczególnymi stopniami wzmacniacza. Innymi słowy, jest wymagane istnienie tylko jednego, głównego źródła stałej czasowej. Również przy gwałtownym wyłączeniu silnego sygnału występuje pewien ujemny przerzut napięcia regulującego. Przy badaniu układu sygnałami, których poziom jest zmieniany skokowo, uwidaczniają się tendencje układu ARW do niestabilności oraz do stanów przejściowych.

Bardzo płaska charakterystyka ARW nie zawsze jest korzystna. Przy takiej charakterystyce szumy odbiornika są słyszalne tak jak najsilniejsze sygnały. Znaczny wzrost wzmocnienia odbiornika przy braku sygnału powoduje wzrost poziomu szumów wyjściowych do niepożądanego poziomu. Korzystniejsze może okazać się dopuszczenie pewnych wahań poziomu wyjściowego sygnału m.cz. np. od 6 do 12 dB, aby w ten sposób uzyskać podczas przerw w transmisji poziom szumów mniejszy od średniej wartości sygnału wyjściowego. Ze względu na możliwość przesterowania wzmacniacza m.cz. znaczny wzrost poziomu napięcia wyjściowego odbiornika może być niedopuszczalny. Np. jeśli w odbiorniku wymagamy nominalnej mocy wyjściowej wzmacniacza m.cz. równej 1 W przy sygnale wejściowym odpowiadającym progowi działania ARW, wzrost poziomu wyjściowego o 12 dB przy braku ARW we wzmacniaczu m.cz. wymaga mocy wyjściowej tego wzmacniacza równej 16 W.

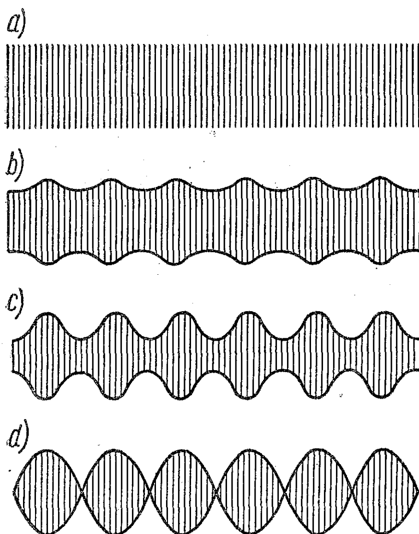
Inna metoda uzyskiwania małego poziomu szumów podczas przerw w transmisji polega na stosowaniu układu automatycznej regulacji szumowej. Przy takim rozwiązaniu odbiornik może powyżej progu działania mieć bardzo płaską charakterystykę ARW, a pomimo tego osiąga się mały poziom szumów wyjściowych. Napięcie szumów jest próbkowane przy takiej częstotliwości, przy której energia sygnału jest stosunkowo niewielka. Po wzmocnieniu napięcie szumów jest prostowane i doprowadzane do obwodu regulacji wzmocnienia. Podczas odbierania sygnału użytecznego układ ARW odbiornika zmniejsza poziom szumów w takim stopniu, że układ regulacji szumowej nie działa. Podczas przerw w transmisji wzrasta poziom szumów wyjściowych odbiornika, powodując zadziałanie szumowej ARW i zmniejszenie napięcia szumów na wyjściu. Ponieważ im większe jest napięcie szumów, tym bardziej jest zmniejszane wzmocnienie odbiornika, progowa wartość sygnału, przy której występuje pełne wzmocnienie wzmacniacza, zależy od stosunku sygnał/szum. Przez odpowiedni dobór wzmocnienia kanału szumowego ARW stosunek sygnał/szum odpowiadający sygnałowi progowemu można utrzymać w określonych grani-

cach. Wypadkowy stosunek sygnał/szum odpowiadający progowi jest określony wartością sygnału w kanale szumowym. Przy jednowstęgowym przesyłaniu mowy jest osiągalny stosunek sygnał/szum równy 14 dB.

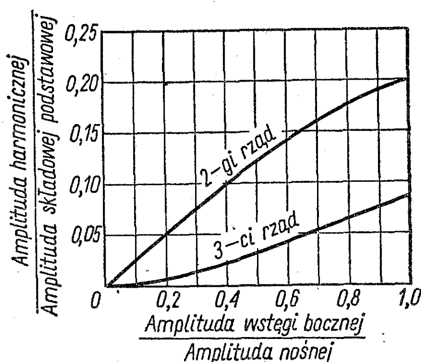
18-4. Demodulatory jednowstęgowe

Do demodulacji sygnału SSB jest potrzebna heterodyna demodulująca o częstotliwości będącej w takim samym stosunku do sygnału SSB jak wytwarzana wstęga boczna i oryginalna nośna w nadajniku. Najprostszy sposób demodulacji sygnału SSB polega na dodaniu do niego napięcia heterodyny demodulującej i następnie prostej detekcji amplitudowej, po której otrzymuje się sygnał m.cz.

Na rys. 18-20 pokazano wypadkową obwiednię, uzyskaną po dodaniu napięcia o częstotliwości heterodyny demodulującej do napięcia jednoczęstotliwościowego sygnału SSB. Przy dużym stosunku napięcia heterodyny do napięć sygnału SSB zarówno głębokość modulacji amplitudy jak i zniekształcenia są



Rys. 18-20. Kształt obwiedni pojedynczego sygnału jednowstęgowego, przy zmianie poziomu heterodyny demodulującej: a) heterodyna; b) poziom heterodyny większy o 20 dB od poziomu sygnału; c) poziom heterodyny większy o 10 dB od poziomu sygnału; d) jednakowe poziomy heterodyny i sygnału

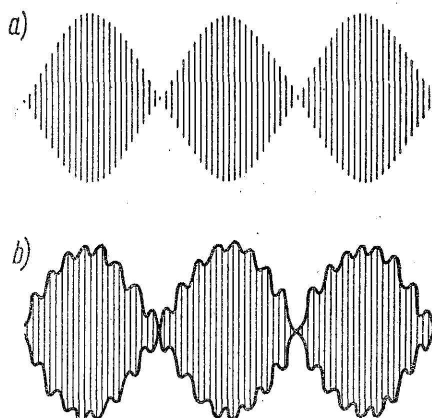


Rys. 18-21. Zniekształcenia harmoniczne przy podaniu na detektor amplitudowy sygnału jednoczęstotliwościowego i napięcia heterodyny

niewielkie. Maksimum zniekształceń występuje przy równości amplitud napięcia heterodyny i sygnału. Kiedy amplituda napięcia jednoczęstotliwościowego sygnału SSB przekroczy amplitudę napięcia heterodyny, występuje zamiana funkcji w demodulatorze i zniekształcenia ponownie maleją. Na rys. 18-21 przedstawiono zależność amplitud drugiej i trzeciej harmonicznej od stosunku amplitud sygnału SSB i heterodyny. Dla stosunku mniejszego od 0,4 poziom drugiej harmonicznej maleje prawie liniowo, zaś trzeciej harmonicznej — parabolicznie. Przy jednakowej amplitudzie heterodyny i sygnału jednowstęgowego,

amplituda drugiej harmonicznej osiąga maksymalną wartość 20%, trzeciej harmonicznej 8,5%, a amplitudy wyższych harmonicznych maleją według zależności $3/(4n^2-1)$, przy czym n — jest rzędem harmonicznej.

Chociaż detekcji jednoczęstotliwościowego sygnału SSB można dokonywać z niewielkimi zniekształceniami, gdy stosuje się mały poziom heterodyny, jednak poziom wyjściowego napięcia m.cz. jest w tym przypadku dużo mniejszy niż w przypadku, gdy amplituda heterodyny jest większa od amplitudy sygnału. Prócz tego, w przypadku gdy sygnał jednowstęgowy jest przebiegiem złożonym, detekcji amplitudowej nie towarzyszą zniekształcenia jedynie w przypadku dużej amplitudy heterodyny. Gdy poziom heterodyny jest mały, występuje wtedy wzajemne oddziaływanie składowych sygnału SSB i w rezultacie oprócz żądanego sygnału akustycznego są wytwarzane silne różnicowe składowe intermodulacyjne drugiego rzędu. Dla przykładu przyjmijmy, że na detektor są podawane dwie składowe sygnału o napięciach równych 5 V i częstotliwościach różniących się o 1,2 i 1,4 kHz od częstotliwości heterodyny (jak na rys. 18-22), której



Rys. 18-22. Kształt obwiedni sygnału dwuczęstotliwościowego: a) przy braku nośnej; b) przy poziomie nośnej mniejszym o 20 dB od poziomu sygnału

napięcie wynosi 0,5 V. Żądane składowe m.cz. o częstotliwościach 1,2 i 1,4 kHz będą miały amplitudy około 0,5 V. Przy częstotliwości 200 Hz występuje składowa m.cz. wywołana dudnieniem składowych sygnału o dużej amplitudzie, wynoszącej 6,6 V. A więc poziom zniekształceń intermodulacyjnych drugiego rzędu przekracza o 22 dB żądany sygnał m.cz. Do pracy z małymi zniekształceniami prosty detektor amplitudowy wymaga dużego stosunku napięcia heterodyny do sygnału SSB. Aby uzyskać poziom drugiej harmonicznej 1%, poziom heterodyny powinien być 25-krotnie większy od sygnału SSB. W przypadku gdy napięcie heterodyny jest doprowadzane do wzmacniacza p.cz., wymaganie to narzuca konieczność 25-krotnego rozszerzenia zakresu dynamiki wzmacniacza p.cz., w celu zabezpieczenia go przed przesterowaniem. Jeśli heterodyna jest podawana bezpośrednio na detektor, może zaistnieć potrzeba wzmocnienia jej do odpowiedniego poziomu. Zapobieganie przenikaniu tak silnego sygnału heterodyny lub jej harmonicznych do wzmacniacza p.cz. bądź innego układu w.cz. nastręcza wiele trudności. Z tych powodów detektor amplitudowy jest rzadko spotykany w nowoczesnych rozwiązaniach odbiorników, chociaż z powodzeniem był stosowany w starszych konstrukcjach.

Przy odbiorze sygnałów mowy wymagany stosunek amplitud heterodyny i SSB nie jest tak krytyczny, jak wynikałoby z powyższych rozważań. Składają się na to dwie przyczyny. Po pierwsze — sygnał mowy może zawierać znaczny poziom zniekształceń harmonicznych bądź zniekształceń intermodulacyjnych bez pogorszenia zrozumiałości. Problem ten jest dokładniej omówiony w rozdz. 20 przy rozważaniu ograniczenia oraz kompresji sygnału mowy. Po drugie — stosunek maksymalnej chwilowej wartości do wartości średniej mocy sygnału jednowstęgowego mowy jest duży i wynosi około 17,5 dB. A więc, jeśli nawet amplituda nośnej będzie niewiele większa od maksymalnej wartości sygnału, to jednak będzie znacznie większa od jego poziomu średniego i z wyjątkiem momentów silnych wysterowań zniekształcenia będą stosunkowo niewielkie.

Idealny detektor jednowstęgowy nie powinien wytwarzać zniekształceń m.cz. ani składowych intermodulacyjnych. Wymagania takie mogą być spełnione w detektorze, w którym napięcie wyjściowe jest określone iloczynem napięć heterodyny i sygnału SSB. Detektory, których działanie jest oparte na tej zasadzie, znane są pod nazwą detektorów iloczynowych. W celu wyjaśnienia pracy takiego detektora załóżmy, że sygnał jednowstęgowy składa się z dwóch składowych o jednakowych amplitudach

$$S = A\cos(\omega_h+\omega_a)t+A\cos(\omega_h+\omega_b)t$$

Napięcie heterodyny

$$C = B\cos\omega_h t$$

a więc iloczyn

$$CS = B\cos\omega_h t\,[A\cos(\omega_h+\omega_a)t+A\cos(\omega_h+\omega_b)t] =$$

$$= \frac{AB}{2}\cos\omega_a t+\frac{AB}{2}\cos(2\omega_h+\omega_a)t+\frac{AB}{2}\cos\omega_b t+\frac{AB}{2}\cos(2\omega_h+\omega_b)$$

Widmo składowych o częstotliwościach akustycznych na wyjściu takiego detektora zawiera tylko częstotliwości ω_a i ω_b. W układzie takim nie wystąpią żadne zniekształcenia, a pozostałe składowe w.cz. o częstotliwościach $2\omega_h+\omega_a$ oraz $2\omega_h+\omega_b$ są łatwe do odfiltrowania.

Układ detekcyjny o charakterystyce kwadratowej, przy dużym poziomie heterodyny w porównaniu z sygnałem SSB, zachowuje się bardzo podobnie jak detektor iloczynowy. Rozważmy detektor o charakterystyce

$$u_0 = au_{we}^2$$

oraz przyjmijmy ponownie dwie składowe o jednakowych amplitudach

$$S = A\cos(\omega_h+\omega_a)t+A\cos(\omega_h+\omega_b)t$$

oraz heterodynę

$$C = B\cos\omega_h t$$

A więc

$$u_{we} = B\cos\omega_h t + A\cos(\omega_h+\omega_a)t + A\cos(\omega_h+\omega_b)t$$

$$u_0 = au_{we}^2 = a[B\cos\omega_h t + A\cos(\omega_h+\omega_a)t + A\cos(\omega_a+\omega_b)t]^2 =$$

$$= a[B^2\cos^2\omega_h t + A^2\cos^2(\omega_h+\omega_a)t + A^2\cos^2(\omega_h+\omega_b)t +$$

$$+ 2AB\cos\omega_h t\cos(\omega_h+\omega_a)t +$$

$$+ 2AB\cos\omega_h t\cos(\omega_h+\omega_b)t + 2A^2\cos(\omega_h+\omega_a)t\cos(\omega_h+\omega_b)t] =$$

$$= a\left[\frac{B^2}{2} + \frac{B^2}{2}\cos 2\omega_h t + \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{2}\cos 2(\omega_h+\omega_a)t + \frac{A^2}{2} +\right.$$

$$+ \frac{A^2}{2}\cos 2(\omega_h+\omega_b)t + AB\cos(2\omega_h+\omega_a)t + AB\cos\omega_a t +$$

$$+ AB\cos(2\omega_h+\omega_b)t + AB\cos\omega_b t +$$

$$\left.+ A^2\cos(2\omega_h+\omega_a+\omega_b)t + A^2\cos(\omega_b-\omega_a)t\right]$$

Jeśli pominiemy składową stałą oraz składowe w.cz., pozostaną składowe m.cz: $AB\cos\omega_a t$, $AB\cos\omega_b t$ oraz $A^2\cos(\omega_b-\omega_a)t$. Pierwsze dwie składowe są składowymi żądanymi, ostatnia zaś jest składową intermodulacyjną drugiego rzędu. Stosunek żądanej składowej do składowej intermodulacyjnej wynosi

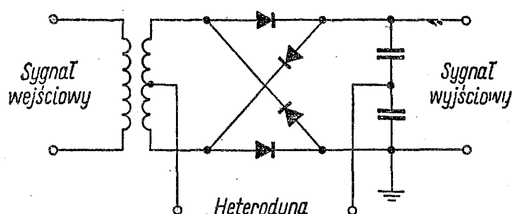
$$\frac{AB}{A^2} = \frac{B}{A}$$

A więc, aby składowa intermodulacyjna nie przekraczała —40 dB, poziom heterodyny powinien być większy o 40 dB od poziomu składowej sygnału SSB. Wyrazy wyższego rzędu rozwinięcia funkcji przenoszenia wprowadzają jeszcze inne składowe zniekształceń intermodulacyjnych i harmonicznych.

W rozdz. 5 omówiono modulatory zrównoważone, wchodzące w skład generatorów jednowstęgowych. Układy takie mogą być stosowane zarówno jako modulatory jak i demodulatory. Dla przykładu rozważny klasyczny układ dwudiodowego, pierścieniowego modulatora zrównoważonego, przedstawionego na rys. 5-9. Przy założeniu, że układ jest dokładnie zrównoważony, na wyjściu otrzymamy składowe o częstotliwościach $n_nC \pm m_nS$, przy czym n_n i m_n są liczbami całkowitymi, nieparzystymi (1, 3, 5 itd.), C — częstotliwościową nośną, S — częstotliwością sygnału. Dla typowej generacji SSB $n_n = m_n = 1$. Również przy demodulacji SSB $n_n = m_n = 1$, lecz w tym przypadku wykorzystuje się tylko składową różnicową. Jeśli $S = C - V$, przy czym V jest częstotliwością akustyczną, częstotliwości wyjściowe drugiego rzędu z demodulatora pierścieniowego wynoszą $C \pm (C - V)$, tj. V oraz $2C - V$. V — jest oczywiście żądaną składową m.cz., składnik $2C - V$ zaś łatwo odfiltrować. Od większych m i n powstają harmoniczne sygnału m.cz., lecz mogą one być zminimalizowane dzięki zastosowaniu amplitudy napięcia heterodyny co najmniej 10-krotnie większej od amplitudy sygnału.

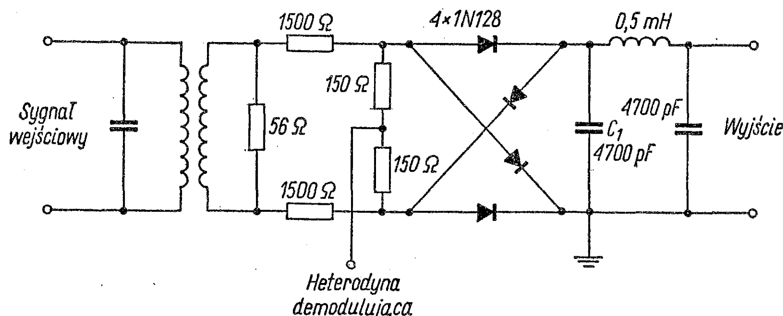
Popularny wariant diodowego demodulatora pierścieniowego przedstawiono na rys. 18-23. W układzie tym wyjściowy transformator m.cz. zastąpiono parą

kondensatorów o stosunkowo małej reaktancji dla częstotliwości heterodyny, lecz dużej — dla m.cz. Jeden zacisk obwodu wyjściowego można uziemić i uzyskać w ten sposób wyjście niesymetryczne. W dalszej, bardziej rozbudowanej wersji



Rys. 18-23. Demodulator pierścieniowy z kondensatorami na wyjściu

tego układu, przedstawionej na rys. 18-24, do doprowadzenia napięcia heterodyny wykorzystuje się parę jednakowych oporników. Drugi punkt, do którego jest doprowadzane napięcie heterodyny jest uziemiony, a zasilanie dwóch górnych diod odbywa się przez kondensator C_1. Pojemność tego kondensatora dobiera się możliwie dużą, aby uniknąć spadku napięcia w.cz. jednak bez wpływu na wyjściowe napięcie m.cz. Dokładna analiza przepływu prądu w układzie wykazuje, że na kondensatorze C_1 występuje pewien spadek napięcia heterodyny. W związku z tym jest wymagany na wyjściu bardziej skuteczny filtr w.cz. niż w przypadku demodulatora pierścieniowego podwójnie zrównoważonego. Podstawową zaletą omawianego układu jest oczywiście możliwość niesymetrycznego doprowadzenia heterodyny oraz niesymetryczne wyjście.

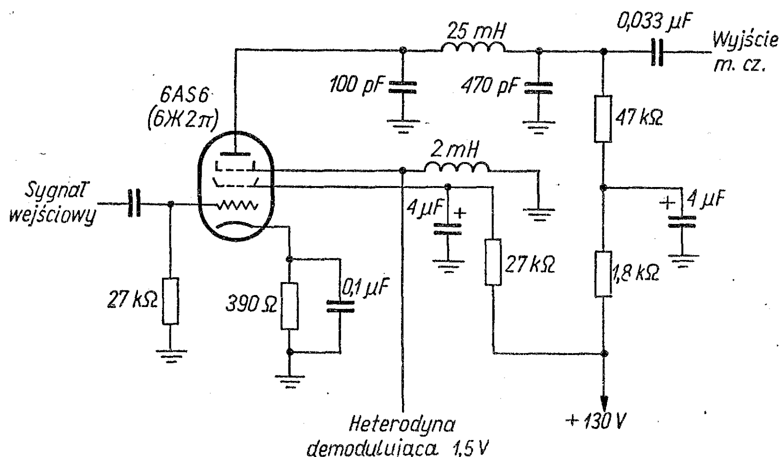


Rys. 18-24. Demodulator pierścieniowy z niesymetrycznym wejściem heterodyny i z niesymetrycznym wyjściem

Do demodulacji sygnału jednowstęgowego można wykorzystać wiele innych odmian diodowych modulatorów zrównoważonych jak np. układy szeregowy i równoległy pokazane na rys. 5-7 i 5-9. W układach tych wystąpią jednak dodatkowe składowe typu $n_pC—m_nf$, przy czym n_p — jest liczbą naturalną parzystą (0, 2, 4 itd.). Na szczęście częstotliwości te występują w pobliżu częstotliwości sygnału w.cz. oraz jego harmonicznych i ich filtracja nie nastręcza trudności. Diodowe demodulatory zrównoważone wytwarzają niewielkie zniekształcenia m.cz. Np. układ przedstawiony na rys. 18-24 przy jednakowych amplitudach składowych sygnału SSB wynoszących 0,05 V i napięciu heterodyny o amplitudzie 1,2 V wytwarza składową intermodulacyjną drugiego rzędu o poziomie —45 dB. Mała impedancja wejściowa tych układów ogranicza nieco

ich zastosowanie w układach lampowych, lecz praca ich w układach tranzystorowych jest bardzo korzystna. Układ ich jest prosty, a przy zastosowaniu nowoczesnych diod — stosunkowo niekrytyczny. Przy właściwie dobranych poziomach sygnału i heterodyny można osiągnąć bardzo mały poziom zniekształceń.

Na rys. 18-25 przedstawiono pentodowy detektor SSB, o małych zniekształceniach m.cz., pracujący z lampą miniaturową 6AS6[1)] lub subminiaturową



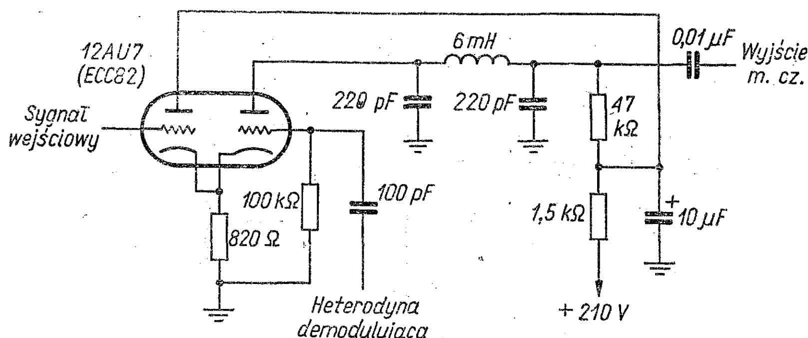
Rys. 18-25. Układ demodulatora jednowstęgowego z pentodą o dwóch siatkach sterujących

5636. Napięcie sygnału doprowadzone do siatki pierwszej moduluje strumień elektronowy, płynący do anody. Napięcie siatki trzeciej tej lampy wpływa w istotny sposób na wartość prądu anodowego. Chociaż oddziaływanie siatki trzeciej na prąd katodowy jest nieznaczne, wpływa ona na rozpływ prądu między siatkę ekranującą a anodę. Doprowadzając do tej siatki napięcie heterodyny powodujemy zwiększenie liczby elektronów dopływających do anody w chwili, gdy napięcie to jest w fazie z napięciem sygnału, oraz zmniejszenie — gdy fazy napięć są przeciwne. A więc prąd anodowy lampy jest iloczynem napięcia sygnału SSB na siatce pierwszej — modulującej strumień elektronowy — i napięcia generatora na siatce trzeciej. Powolne zmiany prądu anodowego stanowią żądaną składową m.cz. Składowa o częstotliwości heterodyny, składowe sygnału SSB oraz składowe w.cz. wyższego rzędu zawarte w prądzie anodowym są usuwane za pomocą filtru. Przy odpowiednim doborze przedpięć siatek, warunków zasilania anody oraz ograniczeniu napięcia sterującego siatkę do około 0,1 V (przy szczycie obwiedni) poziom zniekształceń intermodulacyjnych drugiego rzędu przy badaniu dwuczęstotliwościowym może być utrzymany poniżej —50 dB, zaś zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu — poniżej —45 dB. Wzmocnienie przemiany detektora wynosi około 5.

Innym typem demodulatora lampowego SSB mającego dobre parametry jest pokazany na rys. 18-26 układ z triodą ze sprzężeniem w katodzie. W układzie, w którym wykorzystuje się lampę typu 12AU7 (ECC82), napięcie sygnału jest doprowadzone do siatki jednej triody, a napięcie generatora — do siatki drugiej

[1)] Radziecki odpowiednik 6Ж2П (przyp. red.).

triody. Trioda, której siatka jest sterowana napięciem sygnału pracuje w układzie wtórnika katodowego, doprowadzającego napięcie do katody drugiej triody. Zachodzi tutaj mieszanie z napięciem generatora oraz jest wytwarzana żądana składowa w.cz. Harmoniczne częstotliwości sygnału i częstotliwości heterodyny oraz sumacyjne składowe mieszania są tłumione za pomocą filtru składającego się z dławika o indukcyjności 6 mH oraz dwóch kondensatorów o pojemności 220 pF. Napięcie m.cz. powstaje na oporniku anodowym 47 kΩ, skąd jest doprowadzane przez kondensator 0,01 μF do wzmacniacza m.cz. Poziom zniekształceń intermodulacyjnych w układzie przy napięciu sygnału 0,26 V oraz napięciu heterodyny 4,7 V wynosi dla składowej drugiego rzędu —43 dB, a dla składowej trzeciego rzędu —47 dB. Wzmocnienie napięciowe demodulatora wynosi około 4.



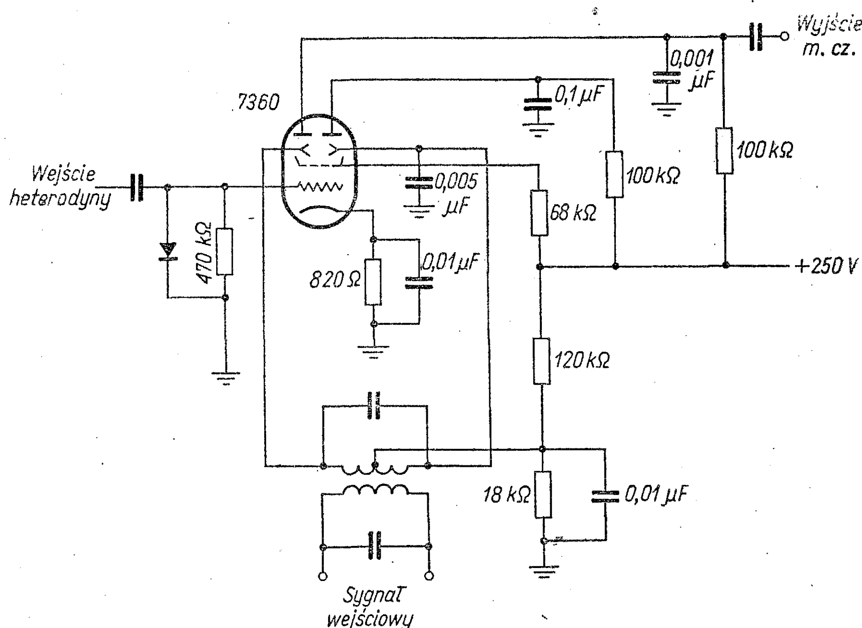
Rys. 18-26. Demodulator jednowstęgowy z podwójną triodą

Rzadko stosowanym detektorem iloczynowym jest układ pracujący z lampą o odchylanej wiązce — typu 7360. Lampa ta ma następujące elektrody: katodę, siatkę sterującą, siatkę ekranującą, dwie elektrody odchylające (typu siatek) oraz dwie anody. Napięcie siatki sterującej oraz siatki ekranującej steruje przepływ strumienia elektronów, podczas gdy różnica napięć między elektrodami odchylającymi steruje część prądu płynącego do każdej z anod. Sterowanie przez odchylanie strumienia nie powoduje powrotu strumienia elektronowego do katody, dzięki czemu nie występuje wsteczne oddziaływanie na siatkę sterującą. Charakterystyka wzmocnienia detektora jest liniowa niemal w całym zakresie sterowania (charakterystyki lampy).

Na rys. 18-27 przedstawiono układ z lampą tego typu pracujący jako detektor iloczynowy. Napięcie sygnału jest doprowadzane do elektrod odchylających, aby w pełni wykorzystać ich liniowe własności. Takie połączenie stwarza możliwość wykorzystania triody, złożonej z katody, siatki sterującej i siatki ekranującej jako generatora — heterodyny, pracującego w układzie Hartleya. Przedpięcie katody oraz dioda zapobiegają nadmiernemu dodatniemu napięciu na siatce, poprawiając w ten sposób liniowość. Na rysunku elektrody odchylające są sterowane w układzie przeciwsobnym, lecz równie dobrze mogłyby pracować w układzie niesymetrycznym. Pożądane jest sterowanie elektrod odchylających ze źródła o małej impedancji, w celu zmniejszenia wpływu generatora heterodyny na ich obwody. Nominalna wartość sygnału na elektrodach odchylających wynosi około 3,5 V. Chociaż możliwe jest wyjście przeciwsobne, przedstawiony układ ma wyjście niesymetryczne, z jedną anodą uziemioną dla m.cz. kondensatorem 0,1 μF. Kondensator 0,001 μF blokuje drugą anodę dla wielkiej często-

tliwości. W przypadku względnie małej częstotliwości pośredniej może okazać się konieczny bardziej rozbudowany filtr w.cz. Wzmocnienie przemiany tego układu wynosi około 6, a poziom napięcia wyjściowego jest wystarczający do bezpośredniego sterowania stopnia wyjściowego.

Heterodyna demodulująca, stosowana do demodulacji SSB musi mieć analogiczne własności jak generator nośnej w przypadku modulacji SSB. Jej częstotliwość musi być stabilna, aby uniknąć przesunięcia w widmie częstotliwości składowych m.cz. na wyjściu demodulatora względem częstotliwości składowych sygnału oryginalnego. Napięcie heterodyny musi być dostatecznie duże, aby zapewnić małe zniekształcenia w demodulatorze, a jej widmo nie powinno zawierać harmonicznych i prążków modulujących, pochodzących od przydźwięków i szumów wywołujących niepożądane składowe m.cz.



Rys. 18-27. Demodulator jednowstęgowy z lampą o odchylanej wiązce elektronów

Jeśli odbiornik ma być wykorzystywany wyłącznie do odbioru jednowstęgowego, pożądane jest zastosowanie do generacji napięcia heterodyny generatora nieprzestrajanego, dostarczającego odpowiedniej częstotliwości w stosunku do pasma p.cz. Aby uzyskać lepszą stabilność, należy zastosować generator kwarcowy. Jeśli odbiornik ma wzorzec częstotliwości, z którego są uzyskiwane częstotliwości do wszystkich przemian, napięcie heterodyny jest również zwykle otrzymywane z tego samego źródła. Sporadycznie może być wymagany oddzielny generator, umożliwiający niewielką korekcję częstotliwości wyjściowej demodulatora, a zapewniający dokładną współzależność częstotliwości z oryginalnym przebiegiem m.cz. Wymagany poziom napięcia z generatora zależy od typu zastosowanego demodulatora oraz od poziomu sygnału wejściowego demodulatora. W celu zabezpieczenia się przed przydźwiękami i szumami m.cz. poziomy sygnałów

na wyjściu demodulatora wynoszą 0,05÷0,5 V. Zalecane napięcie nośnej ze względu na zniekształcenia powinno być co najmniej 20-krotnie większe, a minimalne jest rzędu 0,5÷5 V. Przydźwięki i szumy towarzyszące napięciu heterodyny są zwykle małe, jeśli użyje się prostej filtracji.

Do wytworzenia napięcia heterodyny może być wykorzystany dowolny układ generacyjny. Przykłady rozwiązań są podane w rozdz. 8, w którym opisano również sposoby uzyskiwania wymaganej częstotliwości z częstotliwości wzorca. Aby zapobiec sprzężeniu z innymi układami odbiornika, należy zwrócić uwagę na ekranowanie oraz filtrację.

18-5. Kryteria wyboru wstęgi bocznej

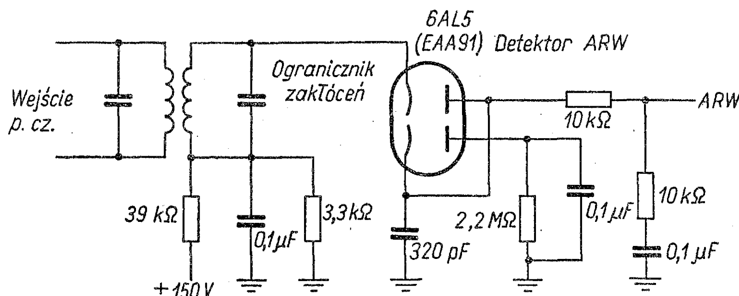
Należy zastanowić się nad problemem, której wstęgi bocznej używać oraz jak ją wybierać. Wydaje się prawdopodobne, że w telekomunikacji profesjonalnej jako typowe pozostanie rozwiązanie z wykorzystaniem tylko górnej wstęgi bocznej. W odbiornikach przewidzianych dla potrzeb wojska oraz w odbiornikach amatorskich należy zapewnić możliwość odbioru górnej lub dolnej wstęgi bocznej. Zagadnienie to sprowadza się do ustawienia częstotliwości heterodyny po właściwej stronie widma sygnału. W układach wykorzystujących syntezę częstotliwości (a więc przestrajanych skokowo) zwykle łatwiej dokonać wyboru odbieranej wstęgi bocznej przez przesunięcie pasma wzmacniacza p.cz. Jest to szczególnie łatwe, jeśli we wzmacniaczu p.cz. stosuje się selektywność typu skoncentrowanego. Jednak, w przypadku heterodyny przestrajanej w prostym układzie generatora *LC*, łatwiejsze i bardziej ekonomiczne jest przesunięcie nośnej na przeciwną stronę pasma. Inna, rzadziej spotykana metoda wyboru wstęg bocznych, stosowana w odbiornikach amatorskich jest określana jako strojenie pasmowe. W systemie tym generator przestrajany częstotliwości demodulującej jest sprzężony mechanicznie z generatorem zasadniczego strojenia, tak że strojenie ich jest równoczesne. Oznacza to, że w przypadku odbioru fali niemodulowanej częstotliwość tonu wyjściowego, przy przestrajaniu generatora w pasmie przenoszenia odbiornika będzie niezmienna. Umożliwia to ustawienie częstotliwości generatora heterodyny demodulującej na wartość równą częstotliwości nośnej stacji oraz wybór jednej ze wstęg bocznych przez proste przestrojenie tego generatora z jednego krańca pasma przenoszenia na drugie. Metoda ta również umożliwia przy odbiorze sygnałów SSB i A1, ze względu na minimum zakłóceń z sąsiedniego kanału, optymalne ustawienie pasma odbiornika w stosunku do widma częstotliwości sygnału.

18-6. Zmniejszanie zakłóceń impulsowych

Nie ma ogólnych metod zmniejszenia wpływu przypadkowych zakłóceń w systemach telekomunikacyjnych poza zwiększeniem mocy wypromieniowanej bądź zastosowaniem bardziej czułych odbiorników oraz złożonych systemów modulacji. Wiele interferencji jest powodowanych zakłóceniami impulsowymi, np. instalacjami zapłonowymi samochodów, ulotami przy wysokich napięciach prądu zmiennego, iskrzeniem przełączników itp. Przy tego rodzaju zakłóceniach, ze względu na krótki okres występowania w porównaniu z czasem przerwy, amplituda impulsu zakłócającego musi być duża, aby średnia energia była wystarczająca do wywołania zakłócenia odbioru. Dlatego możliwe jest odróżnienie szumów od sygnałów na podstawie ich amplitud. Im większa jest amplituda i im krótszy

jest impuls, tym łatwiej zmniejszyć go bądź wyeliminować, nie wpływając na sygnał.

Jak zaznaczono w p. 18-4, do dobrego odbioru jednowstęgowego jest wymagana ARW o krótkim czasie narastania napięcia regulacyjnego i powolnym opadaniu (rozładowaniu). Z punktu widzenia zakłóceń impulsowych jest to raczej niekorzystne, gdyż układ ARW staje się powodem zmniejszenia czułości odbiornika w obecności takich zakłóceń, wskutek wytwarzania napięcia regulującego. Pewną poprawę daje układ detektora ARW z ogranicznikiem zakłóceń (rys. 18-28) stosowany w odbiornikach profesjonalnych. Jednak węższe pasmo

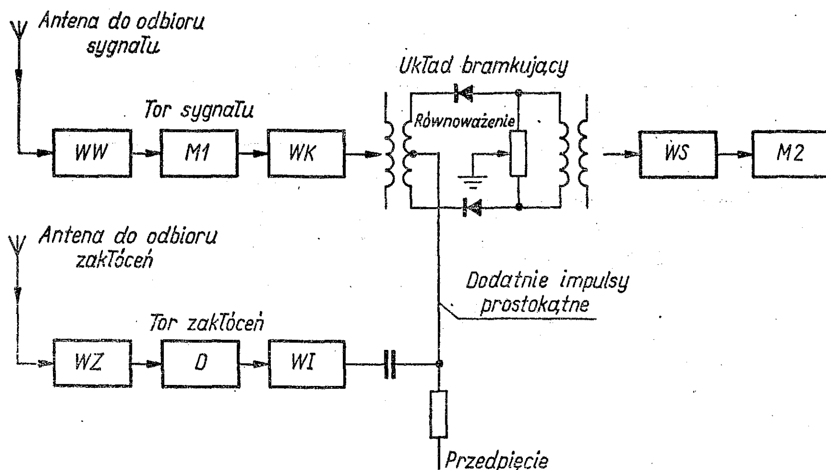


Rys. 18-28. Detektor ARW z ogranicznikiem zakłóceń

oraz bardziej strome zbocze krzywej selektywności stosowane zwykle w odbiornikach jednowstęgowych powodują zmniejszenie amplitudy impulsu zakłócającego oraz rozciągnięcie go w czasie, a więc wyróżnienie impulsu zakłócającego na podstawie jego amplitudy w układzie ARW z ogranicznikiem jest trudne. Prócz tego, ze względu na brak nośnej w układzie, nie występuje automatyczna regulacja poziomu ograniczania. Zakłócenie impulsowe wywołuje pojawienie się w pętli ARW ujemnego napięcia, które pogarsza w odbiorniku stosunek sygnał/szum. Przy próbach wykorzystania konwencjonalnych ograniczników zakłóceń na wejściu lub na wyjściu demodulatora występują te same trudności co w przypadku ogranicznika przy układzie ARW, gdyż występuje zmniejszenie amplitudy impulsu zakłócającego i zwiększenie czasu jego trwania [18-9]. Pożądane jest więc zmniejszenie bądź wyeliminowanie zakłóceń przed układem o zasadniczej selektywności, tj. dla odbiornika z filtrem selektywnym — przed filtrem p.cz. Istnieją dwie zasadnicze metody zmniejszania zakłóceń impulsowych: *wyciszanie* (*„wygaszanie”*) oraz *ograniczanie* (*obcinanie*). Układ wyciszający przerywa tor sygnałowy w czasie trwania impulsu zakłócającego, usuwając w ten sposób na krótki okres czasu zarówno sygnał jak i zakłócenie. Przy obecności nośnej AM odpowiada to modulacji impulsem ujemnym (do zera) i w rezultacie wytworzeniu widma wstęg bocznych, którego część przechodząca przez wzmacniacz p.cz. jest detektowana i wywołuje szczątkowe napięcie zakłócające na wyjściu. W przypadku systemu SSB bez fali nośnej nie ma przebiegu, który mógłby zostać zmodulowany, a więc efektem wyciszania będzie niewielka utrata części sygnału. Jeśli okresy wyciszania trwają krótko, to te niewielkie przerwy w sygnale są niezauważalne.

W oryginalnym układzie wyciszania zakłóceń opisanym przez Lamba [18-10] do przerywania toru sygnału jest wykorzystana heptoda, do wytwarzania zaś impulsu wyciszającego stosuje się oddzielny wzmacniacz zakłóceń oraz oddzielny detektor. Ze względu na poszerzenie impulsu w obwodach selektywnych p.cz.

jest pożądane wyciszanie sygnału przed obwodami odbiornika o dużej selektywności. W celu zapewnienia wycięcia sygnału tuż przed impulsem zakłócającym jest pożądane szybkie narastanie impulsu wyciszającego. Jednak w przypadku asymetrycznego układu wyciszającego szybkie narastanie impulsu wyciszającego samo może spowodować powstanie impulsu zakłócającego, który przejdzie przez pozostałą część odbiornika. Dlatego też, zrównoważony układ wyciszający ma znacznie lepsze własności. Na rys. 18-29 przedstawiono schemat blokowy układu



Rys. 18-29. Układ wyciszania zakłóceń zastosowany w radiotelefonie, typu KWM2 firmy Collins

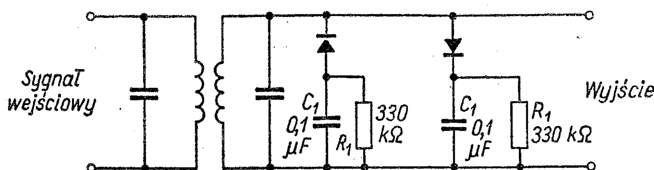
WW — wzmacniacz w.cz.; *M1* — pierwszy mieszacz; *WK* — wtórnik katodowy; *WS* — wzmacniacz separujący; *M2* — drugi mieszacz; *WZ* — wzmacniacz zakłóceń 40 MHz; *D* — detektor; *WI* — wzmacniacz impulsowy

tego typu z wykorzystaniem oddzielnej anteny oraz oddzielnego wzmacniacza do odbioru zakłóceń. Jeśli zostanie zastosowany szerokopasmowy odbiornik dostrojony do częstotliwości około 40 MHz, impuls wyciszający dotrze wcześniej do układu wyciszającego niż impuls zakłócający w torze sygnału. W ten sposób impuls zakłócający zostanie zmniejszony co najmniej 30 dB. Chociaż jest pożądane stosowanie układu wyciszającego przed obwodami o znacznej selektywności, to jednak mogą wystąpić pewne trudności, jeśli zostanie on umieszczony za blisko wejścia odbiornika. Silne sygnały zakłócające leżące poza kanałem pożądanym, lecz wchodzące w pasmo w.cz. wskutek przerywania sygnału w układzie wyciszającym, wywołują powstanie widma zakłócającego wstęg bocznych, obejmującego pożądane pasmo. W pewnych warunkach zakłócenia powstające w ten sposób mogą być równie szkodliwe jak oryginalny impuls zakłócający.

Drugą metodą zmniejszenia zakłóceń we wzmacniaczu p.cz. jest ograniczanie (obcinanie). Idealny ogranicznik nie powinien mieć wpływu na sygnał żądany, lecz powinien po prostu obcinać wierzchołki impulsów zakłócających o amplitudzie większej od amplitudy sygnału. Jeśli przewiduje się zastosowanie obcinacza, należy poprawnie dokonać wyboru jego lokalizacji. Pożądane jest istnienie dostatecznej selektywności przed obwodem ogranicznika, aby uniknąć obcinania sygnałów z sąsiedniego kanału, oraz wytwarzania składowych intermodulacyjnych w pożądanym kanale sygnału. Z drugiej strony ograniczanie powinno być realizo-

wane przed układem o zasadniczej selektywności z tych samych powodów jak przy wyciszaniu. Jest to szczególnie ważne w odbiornikach z filtrami p.cz. o płaskim wierzchołku i stromych zboczach. Jeśli ogranicznik ma pracować skutecznie, należy przewidzieć dostateczne wzmocnienie stopni poprzedzających.

Na rys. 18-30 przedstawiono prosty ogranicznik w torze p. cz., wykorzystujący parę samopolaryzujących się diod, bocznikujących obwód rezonansowy [18-11, 18-12]. Podczas obecności ciągłego sygnału niemodulowanego, diody przewodzą tylko przy szczytowych jego wartościach, w związku z czym w stanie ustalonym rezystancja obciążająca obwód rezonansowy jest równa $R_1/4$. Jeśli R_1 jest stosunkowo duże, tłumienie obwodu, a więc i zmniejszenie poziomu sygnału są bardzo nieznaczne. Impuls zakłócający pojawiający się, gdy chwilowe napięcie fali ciągłej osiąga wartość maksymalną jest silnie ograniczany, ze względu na stosunkowo dużą wartość pojemności kondensatora C_1, który podczas krótkich impulsów zakłócających stara się utrzymać stałe napięcie polaryzujące. Wskutek tego, w czasie występowania zakłóceń dioda silnie przewodzi, i napięcie wyjściowe praktycznie nie zmienia się. Układ powoduje jednak również znaczne obcinanie sygnału jednowstęgowego.



Rys. 18-30. Samopolaryzujący się ogranicznik zakłóceń, stosowany w urządzeniach jednowstęgowych

Jak wykazano w rozdz. 20, obcinanie jednowstęgowego sygnału mowy, zwłaszcza przy w. cz., nie pogarsza w sposób istotny zrozumiałości. Przebiegi mowy w pewnym stopniu charakteryzują się regularnymi zmianami amplitudy występującymi średnio z częstotliwością 5 Hz. Własność ta jest wykorzystywana w układach SSB. Jeśli stała czasowa rozładowania $R_1 C_1$ jest nieco mniejsza niż 0,2 s, układ polaryzacji diody zdąży rozładować się pomiędzy sylabami. A więc napięcie polaryzacji nadąża za szczytami sylab, impulsy zakłócające zaś są obcinane.

Obcinanie sygnału można zmniejszyć, wprowadzając oddzielny tor służący do ładowania kondensatora, dzięki czemu w czasie sygnału ciągłego diody obcinające w ogóle nie przewodzą. Na rys. 18-31 przedstawiono układ działający w ten sposób.

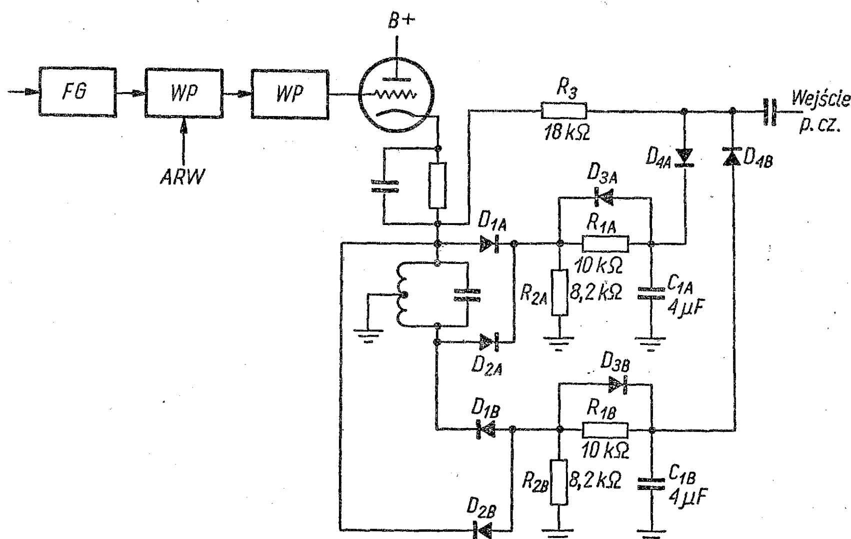
Filtr wejściowy o charakterystyce gaussowskiej zapewnia maksymalną selektywność, przy minimalnym poszerzeniu impulsu zakłócającego. Dwa stopnie wzmacniacza p. cz. zwiększają poziom sygnału do kilku woltów. Należy zwrócić uwagę, aby obwód międzystopniowy nie spowodował znacznego poszerzenia impulsu. Wtórnik katodowy pracujący z triodą zapewnia uzyskanie małej impedancji źródła sterującego układ ograniczający. Napięcie wyjściowe wtórnika jest prostowane dwupołówkowo przez mostek diodowy D_1, D_2. Wyprostowane napięcie jest doprowadzone do układu polaryzującego składającego się z elementów R_1, R_2, C_1 i D_3. Stałe czasowe obwodu wynoszą: ładowania — $R_1 C_1 = 40$ ms, zaś rozładowania $R_2 C_1 = 32$ ms. Należy zauważyć, że dioda D_3 skutecznie zwiera R_1 w czasie, gdy kondensator C_1 jest rozładowany, a więc umożliwia uzyskanie mniejszej stałej czasowej rozładowania w stosunku do stałej czasowej ładowania.

Przy tych stałych czasowych napięcie na kondensatorze C_1 będzie nadążać za obwiednią większości dźwięków mowy, lecz nie zdąży zmienić się w przypadku stromego impulsu zakłócającego.

Napięcie wyjściowe z wtórnika jest dostarczane przez opornik R_3 do ogranicznika. Diody ogranicznika D_{4A} i D_{4B} są włączone między opornik R_3 a kondensatory C_{1A} i C_{1B}.

W układzie ogranicznik zasila się niemodulowaną nośną i tak dobiera dzielnik napięcia utworzony przez opornik R_3, impedancję obciążenia oraz pojemności diod, aby diody D_{4A} i D_{4B} były lekko spolaryzowane w kierunku zaporowym przy wierzchołkach przebiegu w. cz. W tych warunkach niemodulowana nośna nie będzie obcinana.

Kiedy na wejściu pojawi się zakłócenie impulsowe, kondensatory C_{1A} i C_{1B} nie zdążą dostatecznie szybko naładować się i umożliwić przejście impulsu. Diody D_{4A} i D_{4B} zaczną więc przewodzić, obcinając zakłócenie.



Rys. 18-31. Ogranicznik zakłóceń w torze p. cz., polaryzowany obwiednią sygnału p.cz. *FG* — filtr o charakterystyce krzywej Gaussa; *WP* — stopień wzmacniacza p.cz.

Stopień obcinania przedniego zbocza obwiedni sygnału mowy zależy od szybkości narastania tej obwiedni. Przy powolnym narastaniu kondensatory C_{1A} i C_{1B} są dostatecznie szybko ładowane i poziom obcinania leży nieco powyżej poziomu sygnału. W tych warunkach przednie zbocze nie zostanie obcięte. Przy bardzo szybkim narastaniu obwiedni, np. 10 ms, kondensatory nie zdążą naładować się i będzie występować pewne obcinanie.

Przy stosunkowo wolno zmieniającej się obwiedni sylab, przypominającej sygnał niemodulowany, obcinania nie będzie. Jednak rzeczywista obwiednia sylab ma nieco składowych o większych częstotliwościach, które będą ograniczane, gdyż napięcie na kondensatorze polaryzującym nie nadąży za nią. Zjawisko to można zmniejszyć, zwiększając poziom ograniczania, np. przez dobranie opornika R_3 bądź impedancji obciążającej. W praktyce nie zawsze to jest konieczne, gdyż

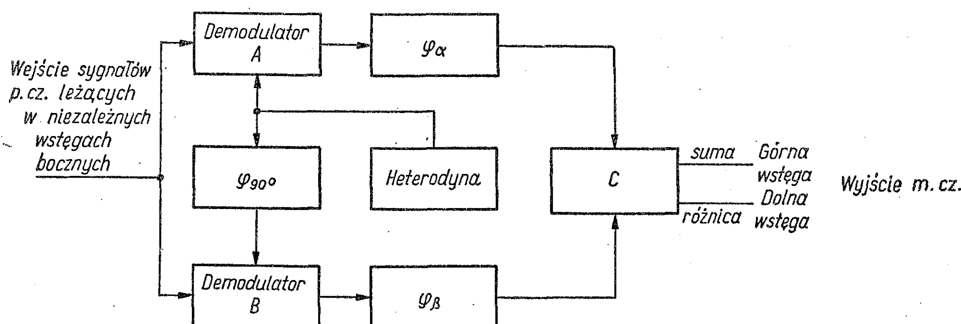
zniekształcenia spowodowane niewielkim ograniczaniem szczytów obwiedni sygnału są niezauważalne.

Przy zmniejszaniu napięcia obwiedni, napięcie polaryzujące podąża za zmianą obwiedni, dzięki stosunkowo małej stałej czasowej rozładowania. W rezultacie, impuls zakłócający występujący między szczytami sylab jest silnie ograniczany. Poprawa stosunku sygnału do zakłóceń dla tego układu dochodzi do 18 dB.

Chociaż działanie ogranicznika zakłóceń jest mniej skuteczne niż układu wyciszającego, to jednak jest on mniej skomplikowany. Aby osiągnąć poprawną pracę diod, ogranicznik musi pracować przy wyższym poziomie sygnału. W celu zapobieżenia nadmiernemu poszerzaniu impulsu zakłócającego, krzywa selektywności obwodów występujących przed ogranicznikiem powinna mieć kształt krzywej Gaussa oraz nie powinna być zbyt wąska. Dodatkową selektywność można zastosować po układzie ogranicznika, uzyskując dzięki temu lepsze zabezpieczenie przed modulacją skrośną w ostatnich stopniach wzmacniacza p. cz. oraz lepsze tłumienie sygnałów leżących poza pożądanym kanałem. Jednak współczynnik modulacji skrośnej wzmacniacza p. cz. z takim ogranicznikiem jest większy niż w układzie jedynie z filtrem jednowstęgowym, włączonym między mieszacz a wzmacniacz p. cz.

18-7. Demodulacja sygnału jednowstęgowego metodą fazową

Tak jak przy fazowej metodzie generacji sygnału jednowstęgowego nie stosuje się filtru jednowstęgowego p. cz., tak przy fazowej metodzie demodulacji, jeśli w odbiorniku nie występują zniekształcenia nieliniowe oraz jeśli nie ma potrzeby zabezpieczenia się przed modulacją skrośną od sygnałów zakłócających, do odtworzenia oryginalnego sygnału m. cz. nie są wymagane obwody selektywne w. cz. Jeśli istnieje odpowiednie zabezpieczenie od niepożądanych sygnałów, demodulator typu fazowego jest w stanie wytłumić sygnały sąsiedniej wstęgi bocznej, która mogłaby zachodzić na pasmo akustyczne sygnału żądanego. Wszystkie sygnały, leżące poza żądanym pasmem m. cz., mogą być odfiltrowane za pomocą dolnoprzepustowego filtru m. cz. Sygnały leżące w sąsiednich wstęgach bocznych są oddzielane bez wykorzystania filtrów [18-13].



Rys. 18-32. Układ fazowej demodulacji niezależnych wstęg bocznych
C — układ sumujący i odejmujący

Na rys. 18-32 przedstawiono demodulator typu fazowego. Należy zauważyć, że jest to odwrócona wersja modulatora fazowego, pokazanego na rys. 4-6. Sygnał wejściowy, składający się z niezależnych wstęg — górnej i dolnej — jest dopro-

wadzony jednocześnie do demodulatorów A i B. Napięcie heterodyny jest doprowadzone do jednego demodulatora bezpośrednio, do drugiego zaś przez przesuwnik fazy 90°. Przy założeniu idealnego demodulatora iloczynowego, demodulator A daje na wyjściu składowe m. cz.

$$G \cos pt + D \cos qt$$

Przy dokładnym przesunięciu fazy heterodyny o 90°, na wyjściu demodulatora B uzyskuje się przebieg

$$G \sin pt - D \sin qt$$

W obu wyrażeniach G jest amplitudą składowej leżącej w górnej wstędze, D zaś amplitudą składowej w dolnej wstędze bocznej. Należy zauważyć, że przesunięcie fazy między składowymi leżącymi w górnym kanale na wyjściach demodulatorów A i B wynosi $+90°$, między składowymi zaś leżącymi w dolnym kanale względne przesunięcie fazy składowych na wyjściach demodulatorów A i B wynosi $-90°$.

W idealnym przypadku zależność między przesunięciami fazy α a β odpowiednich obwodów jest następująca:

$$\beta - \alpha = 90°$$

Na wyjściu przesuwnika fazy α przebieg napięcia jest

$$G \cos (pt+\alpha) + D \cos (qt+\alpha)$$

Podobnie na wyjściu przesuwnika fazy β

$$G \sin (pt+90°+\alpha) - D \sin (qt+90°+\alpha) = G \cos (pt+\alpha) - D \cos (qt+\alpha)$$

W wyniku sumowania tych napięć uzyskuje się składową wyjściową

$$2G \cos (pt+\alpha)$$

przy odejmowaniu zaś

$$2D \cos (qt+\alpha)$$

A więc przy poczynionych założeniach rozdzielenie wstęg jest doskonałe. Jednak, jak uwidoczniono na rys. 4-5, jakiekolwiek odchyłki od założonych przesunięć fazy o 90° będą wywoływać przesłuchy między kanałami, tak jak pokazano na rys. 4-5.

Literatura

18-1. F. E. Terman: Radio Engineers' Handbook, pp. 170–172. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1943.

18-2. R. F. Shea: Transistor Audio Amplifiers. John Wiley and Sons, Inc., New York 1955.

18-3. F. Langford Smith: Radiotron Designer's Handbook, 4th ed. Radio Corporation of America, New York 1952.

18-4. A. Lungo, K. W. Henderson: Application of Piezoelectric Resonators to Modern Band-pass Amplifiers. *IRE Natl. Conv. Record*, 1958, vol. 6, pt. 6, pp. 235–242.

18-5. D. Dewitt, A. L. Rossoff: Transistor Electrionics, p. 88. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1957.

18-6. Byron Goodman: Better AVC for SSB and Code Reception. *QST*, January 1957.

18-7. G. W. Luick: Improved AVC Side Band and CW. *QST*, October 1957.

18-8. W. K. Victor, M. H. Brockman: The Application of Linear Servo Theory to the Design of AGC Loops. *Proc. IRE*, February 1960, p. 234.

18-9. S. Goldman: Frequency Analysis, Modulation and Noise, Chap. 4. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1948.

18-10. J. J. Lamb: A Noise Silencing R-F Circuit for Superhet Receivers. *QST*, February 1936, p. 11.

18-11. W. M. Scherier: 20 kc Filter Adapter and SSB I-F Noise Limiter for the 75A4. *CQ*, April 1960, p. 32.

18-12. W. M. Scherer: IFNL: An SSB IF Noise Limiter. *CQ*, June 1960, p. 43.

18-13. Donald E. Norgaard: The Phase-shift Method of Single Sideband Signal Reception. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1735–1743.

19. RADIOTELEFONY JEDNOWSTĘGOWE

W niektórych zastosowaniach radiokomunikacyjnych wystarczające jest przesłanie wiadomości tylko w jednym kierunku, zamiast równoczesnego przesyłania informacji dwoma niezależnymi kanałami. Ten sposób przesyłania informacji jednym łączem został nazwany systemem półdupleksowym, w odróżnieniu od pełnego dupleksu, w którym korespondencja odbywa się na dwóch łączach stanowiących np. dwie różne częstotliwości radiowe. Urządzenie nadawczo-odbiorcze, w którym funkcje nadawania i odbioru realizowane są częściowo za pomocą tych samych elementów na wspólnym chassis i które może pracować na zmianę tylko jako nadajnik lub tylko jako odbiornik, jest nazywane urządzeniem pracującym półdupleksowo. Urządzenie takie, zwane w dalszej części radiotelefonem, zapewnia uproszczenie układu w tych zastosowaniach w których nie wymaga się pracy dupleksowej.

19-1. Wspólne układy we wzbudniku i odbiorniku

W rozdziałach dotyczących układów odbiorników i wzbudników można zauważyć, że istnieje wielkie podobieństwo między odpowiednimi układami odbiorczymi a układami małej mocy w torze nadawczym. Podobne układy są stosowane do: generacji częstotliwości, przemiany częstotliwości, wzmacniania małych mocy, wybrania żądanej wstęgi oraz przestrajania w zakresie wielkiej częstotliwości. Zasilacze, układy stabilizacji napięcia oraz układy zabezpieczające są także bardzo podobne w odbiorniku i w tej części nadajnika, która pracuje z małymi poziomami sygnału. Bardzo często konieczność przestrajania odbiornika lub wzbudnika stanowi największą komplikację układu; złożoność mechaniczna stanowi najtrudniejszy problem w czasie projektowania. W przypadku zastosowania obwodów przestrajanych, wspólnych dla części nadawczej i odbiorczej, urządzenie znacznie się upraszcza, a jego koszt maleje. Połączenie funkcji innych, podobnych układów omówionych powyżej daje także duże uproszczenie radiotelefonu w porównaniu z niezależnymi urządzeniami nadawczymi i odbiorczymi. W sprzęcie ruchomym i przewoźnym oszczędność na wymiarach i ciężarze urządzenia, a także jego złożoności jest bardzo pożądana i czasami stanowi najistotniejsze wymaganie. Jedną z dróg realizacji tych wymagań jest zastosowanie starannie zaprojektowanego radiotelefonu, w którym dzięki temu, że te same elementy i układy spełniają dwojakie funkcje, zmniejsza się ich liczba. Stosując radiotelefon

musimy pogodzić się natomiast z brakiem możliwości równoczesnego nadawania i odbioru. Radiostacje amatorskie na przykład pracują zwykle przy jednej częstotliwości zarówno przy odbiorze jak i w czasie nadawania i praca w pełnym dupleksie nie jest przez amatorów stosowana. Wykorzystywanie przez radioamatorów radiotelefonów ułatwia dostrojenie się do wspólnej częstotliwości z inną stacją oraz przyspiesza rozpoczęcie łączności.

19-2. Zalety i wady radiotelefonów

Przy nieco większym skomplikowaniu systemu przełączania jest możliwe skonstruowanie radiotelefonu umożliwiającego pracę przy nadawaniu i odbiorze przy różnych częstotliwościach. System ten nie jest jednak w praktyce często stosowany, ponieważ w takim rozwiązaniu częstotliwości generatorów oraz częstotliwości dostrojenia obwodów rezonansowych muszą być skokowo zmnieniane przy przejściu z odbioru na nadawanie lub odwrotnie. W takim przypadku radiotelefon stanowi niewielkie uproszczenie w stosunku do konwencjonalnej radiostacji z niezależnym nadajnikiem i odbiornikiem. Proste radiotelefony znajdują szerokie zastosowanie w radiokumunikacji lądowej i powietrznej. Radiotelefon ma wyżej wymienione zalety, lecz jego zaprojektowanie jest nieco trudniejsze niż niezależnych urządzeń nadawczych i odbiorczych. Zastosowanie na przykład obwodów strojonych spełniających dwojakie funkcje stwarza możliwości występowania niepożądanych sprzężeń zwrotnych, ze wszystkimi stąd wynikającymi skłonnościami do wzbudzeń i niestabilności. Ponieważ w urządzeniach niezależnych sygnał przechodzi tylko w jednym kierunku, takie niepożądane sprzężenia są znacznie rzadsze niż w radiotelefonie, na zagadnienie to należy zwrócić uwagę przy projektowaniu. Nieczynne mieszacze lub wzmacniacze muszą być zupełnie bierne i niedopuszczalne jest, aby ich układy dawały sprzężenia lub wzmocnienie w stopniach aktualnie wyłączonych. Zrealizowanie szybkiego przełączania z odbioru na nadawanie jest trudniejsze w radiotelefonie, ponieważ np. przy silnym sygnale odbieranym (małym wzmocnieniu), po przełączeniu na nadawanie, wzbudnik musi natychmiast rozpocząć pracę z pełnym wzmocnieniem. Podobnie przy przejściu z nadawania na odbiór duże napięcie układu automatycznej regulacji poziomu (ARP) musi być całkowicie usunięte, aby zapewnić natychmiast po przełączeniu pracę odbiornika z pełną czułością. Jeśli zależy nam na szybkim i nie opóźnionym przechodzeniu z nadawania na odbiór czasami przy każdym przejściu z nadawania na odbiór należy stosować rozładowywanie układu regulującego wzmocnienie.

W przypadku jeśli te same selektywne filtry jednowstęgowego są stosowane przy odbiorze i nadawaniu, niemożliwa jest regulacja selektywności radiotelefonu, co często jest pożądane w odbiornikach. Jeśli użyje się radiotelefonu SSB do pracy emisją A1, nie jest konieczne stosowanie wąskich filtrów we wzbudnikach, podczas gdy w tym samym przypadku w odbiorniku zastosowanie takich filtrów jest bardzo pożądane.

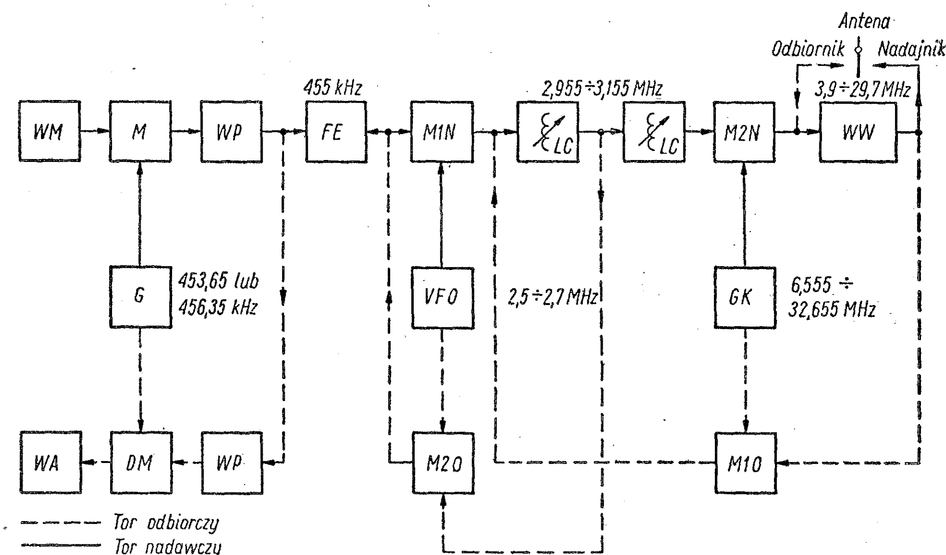
Inną wadą radiotelefonu przy pracy emisją A1 jest tendencja do stopniowego wzajemnego rozstrajania radiotelefonu przez operatorów znajdujących się na dwóch końcach łącza radiowego, z których każdy w chwili rozpoczęcia transmisji stroi się na subiektywnie wybrany ton akustyczny. Niewielkie rozstrojenie może nastąpić w czasie każdej transmisji wskutek przesuwania częstotliwości pracy wewnątrz zajmowanego pasma.

Przy starannym projektowaniu żaden istotny kompromis między parametrami części nadawczej i odbiorczej radiotelefonu nie jest potrzebny. W większości

łącz telefonicznych radiotelefon stanowi optymalny wybór między prostotą a możliwymi do przyjęcia parametrami oraz jakością transmisji.

19-3. Typowe schematy blokowe

Stopień wspólnego wykorzystania układów w radiotelefonie może być różny. Na rys. 19-1 przedstawiono radiotelefon amatorski będący przykładem prostego, ręcznie przestrajanego urządzenia. Ponieważ radioamatorom są przydzielone tylko wybrane pasma częstotliwości, zakres częstotliwości urządzenia jest ograniczony do niezbędnego. Wspólny generator kwarcowy oraz generator przestrajany (VFO) jest stosowany do nadawania i do odbioru. Na schemacie przedstawiono również sposób wykorzystania w torze nadawczym i odbiorczym tych



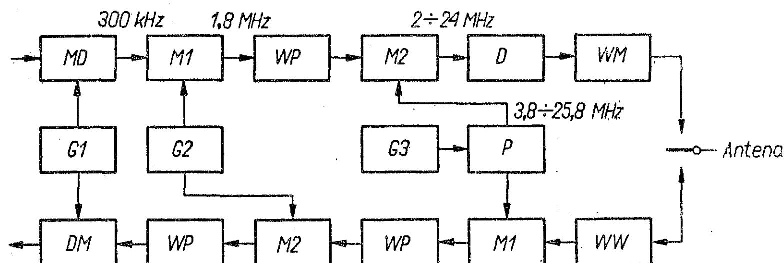
Rys. 19-1. Amatorski radiotelefon SSB typu KWM-2, firmy Collins

WM — wzmacniacz mikrofonowy; *M* — modulator zrównoważony; *WP* — wzmacniacz p.cz.; *FE* — filtr elektromechaniczny; *M1N* — I mieszacz nadajnika; *LC* — obwody przestrajane w zakresie 2,955÷3,155 MHz; *M2N* — II mieszacz nadajnika; *WW* — wzmacniacz w.cz.; *G* — generator 453,65 lub 456,35 MHz; *VFO* — generator przestrajany w zakresie 2,5÷2,7 MHz; *GK* — generator kwarcowy z rezonatorami wymiennymi w zakresie 6,555÷32,655 MHz; *WA* — wzmacniacz m cz ; *DM* — demodulator; *M2O* — II mieszacz odbiornika; *M1O* — I mieszacz odbiornika

samych obwodów stojonych. Podczas dostrajania odbiornika do sygnału jednowstęgowego generator przestrajany (VFO) jest nastawiony w ten sposób, aby głos był zrozumiały i przyjemny dla operatora. Po treningu operator będzie w stanie zestroić się z błędem nie przekraczającym 50 Hz. Jeśli na drugiej stacji także znajduje się radiotelefon, sygnał który zostanie przez nią odebrany będzie miał właściwą częstotliwość, a stacje będą gotowe do wymiany wiadomości. W sieci radiokomunikacyjnej utworzonej z radiotelefonów bardzo łatwo jest dostroić wszystkie urządzenia do tej samej częstototliwości, jesli istnieje jedna stacja o wzorcowej częstotliwości, do której mogą się okresowo dostrajać wszystkie radiotelefony wchodzące w skład danej sieci.

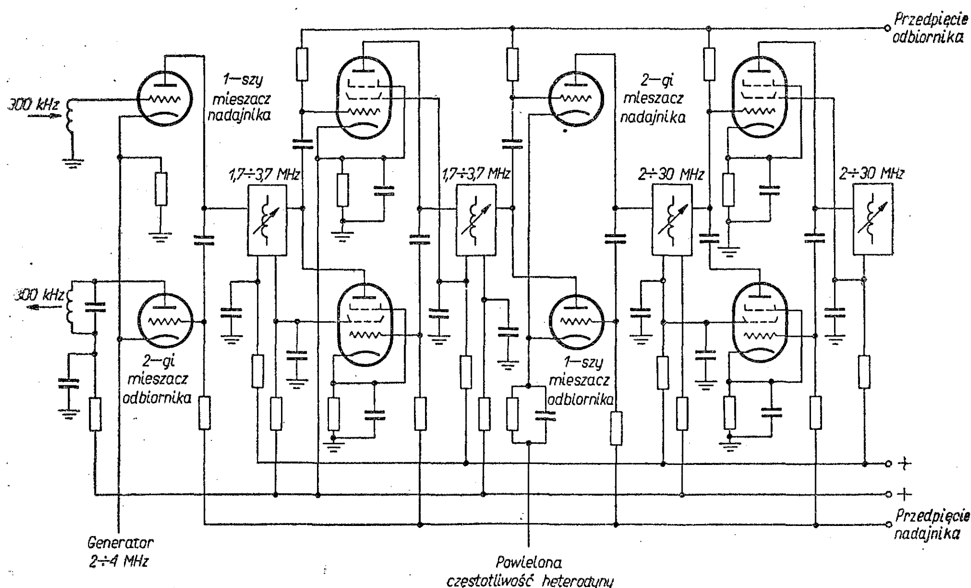
Radiotelefony strojone ręcznie przez operatora nie znajdują szerszego zastosowania poza służbą radioamatorską. W wiekszości służb radiokomunikacyjnych urządzenia są obsługiwane przez niewprawnych i niefachowych operatorów, którzy

mogą mieć trudności z prawidłowym dostrojeniem się do sygnału jednowstęgowego. Często również są wymagane większe dokładności częstotliwości niż możliwe do osiągnięcia w stacjach dostrajanych przez operatora. Na rys. 19-2 i 19-3 przedstawiono układy radiotelefonów zapewniające w sposób automatyczny wymaganą dokładność częstotliwości, dzięki czemu mogą one być obsługiwane przez niewprawnych operatorów. W obu urządzeniach napięcia heterodyn lub częstotliwości nośnych są uzyskiwane z syntetyzera.



Rys. 19-2. Schemat blokowy lotniczego radiotelefonu SSB typu AN/ARC65, produkcji f-my RCA

MD — modulator zrównoważony; *M1* — I mieszacz zrównoważony; *WP* — wzmacniacz p.cz.; *M2* — II mieszacz zrównoważony; *D* — stopień sterujący; *WM* — wzmacniacz mocy; *G1* — generator 300 kHz; *G2* — generator 1500 kHz; *G3* — syntetyzer; *P* — podwajacz częstotliwości; *DM* — demodulator; *WW* — wzmacniacz w.cz.



Rys. 19-3. Lotniczy radiotelefon jednowstęgowy typu AN/ARC58, produkcji firmy Collins

Ponieważ syntetyzery w wielu przypadkach zawierają tyle lamp, tranzystorów oraz obwodów, ile wszystkie stopnie odbiornika i stopnie małej mocy wzbudnika istotne jest, aby konstrukcja źródła częstotliwości była wspólna dla torów nadawczego i odbiorczego. Schemat blokowy na rys. 19-2 ilustruje stosowanie

tej zasady. Fragmenty toru odbiorczego i nadawczego przenoszące sygnał są niezależne, część wytwarzająca częstotliwość natomiast jest wspólna, dzięki czemu uzyskano dużą oszczędność elementów w porównaniu z przypadkiem, gdyby zastosowano dwa niezależne generatory częstotliwości, mające zapewnić w omawianym układzie uzyskanie 44000 kanałów roboczych.

W radiotelefonie amatorskim z rys. 19-1 i radiotelefonie lotniczym z rys. 19-3 jeszcze bardziej ograniczono liczbę układów poprzez wykorzystanie zarówno przy odbiorze jak i przy nadawaniu tych samych obwodów przestrajanych. Na rys. 19-3 pokazano jedynie układ przemiany częstotliwości (wzmacniacz w. cz. i p.cz.) oraz wzmacniacze małego poziomu. Możliwość przenoszenia sygnału w dwóch kierunkach jest uzyskana przez odpowiednie połączenie siatek i anod poszczególnych lamp, dzięki czemu sygnał w przedstawionym układzie może być prowadzony w kierunku na lewo (przy odbiorze) lub na prawo (przy nadawaniu). Międzystopniowy obwód sprzęgający, oznaczony na schemacie symbolem przestrajanej indukcyjności w praktyce może być zespołem złożonym z przełącznika podzakresów oraz dwu- lub trzyobwodowych obwodów rezonansowych sprzężonych pojemnościowo („od góry"). Fragment pokazany na rys. 19-3 jest często nazywany przemiennikiem (konwerterem) w. cz., ponieważ przekształca częstotliwość 300 kHz na wyjściową w. cz. przy nadawaniu, a przy odbiorze zamienia odbierany sygnał w. cz. na sygnał 300 kHz, przeznaczony do demodulacji.

19-4. Zagadnienia przełączania odbiór-nadawanie

Na rys. 19-3 przedstawiono jedną z metod zmiany kierunku przenoszenia sygnału w radiotelefonie. Wzmacniacze pentodowe są załączane do pracy poprzez dostarczenie napięć anodowych, a unieruchamiane poprzez ich odłączenie i jednoczesne doprowadzenie ujemnego przedpięcia siatkowego. Przełączanie napięć, za pomocą których zmienia się przenoszenie sygnału w żądanym kierunku, odbywa się w radiotelefonie zwykle za pomocą szybko działających przekaźników. Są również wykonalne odpowiednie układy przełączania elektronicznego.

Przełączanie systemu z nadawania na odbiór może powodować rozstrajanie równoległych obwodów rezonansowych. Najlepszym sposobem umożliwiającym uniknięcie tych niepożądanych efektów jest zastosowanie w sprzężonych obwodach rezonansowych możliwie dużej pojemności. Rozstrojenie wywołane przełączaniem wynika głównie z różnych warunków pracy lampy w czasie nadawania i odbioru. Na górnym końcu zakresu pracy radiotelefonu jest czasami konieczne kompromisowe zestrojenie między optimum dla nadawania a optimum dla odbioru. Stany nieustalone wywołane przełączaniem radiotelefonu muszą być brane tak samo pod uwagę jak i stany ustalone. Jeśli przedpięcia siatek i napięcia anodowe narastają wolno do swej nominalnej wartości, mogą powstać warunki sprzyjające wzbudzeniu drgań, ponieważ w stanie przejściowym stopnie wzbudnika i odbiornika są włączone jednocześnie i dają wzmocnienie. Mieszacze i wzmacniacze odbiorcze muszą być zupełnie zatkane, zanim mieszacze i wzmacniacze nadawcze zostaną uruchomione i włączone do pracy. Z drugiej jednak strony, szybkość przełączania jest istotna we wszystkich zastosowaniach radiokomunikacyjnych, a zwłaszcza przy transmisji danych. W tym rodzaju pracy doprowadzanie napięć przełączających musi odbywać się ze źródła o małej impedancji, a samo przełączanie musi być zrealizowane w ten sposób, aby w linii przełączającej natychmiast po przełączeniu pojawiło się napięcie odpowiadające nowemu stanowi

pracy. Stany przejściowe we wspólnych zasilaczach mogą niekorzystnie wpływać na własności układów bezpośrednio po przełączeniu. Efekty te można zwykle usunąć poprzez zastosowanie lepszej stabilizacji oraz odsprzężenia w zasilaczu. Problem wyeliminowania zakłóceń i trzasków w czasie przełączania nie różni się zasadniczo od tego samego zagadnienia w przypadku indywidualnych urządzeń odbiorczych i nadawczych. Przy zwróceniu należytej uwagi na czas narastania i zaniku napięcia w obwodzie przełączającym można wytwarzać sygnał pozbawiony niepożądanych zakłóceń wywołanych przełączaniem.

Ponieważ zarówno przy nadawaniu jak i przy odbiorze wykorzystane są te same generatory częstotliwości, w obu przypadkach muszą być zastosowane identyczne częstotliwości przemian. Pewne odstępstwo od tej reguły można dopuścić albo dla odbiornika, albo dla wzbudnika, ponieważ identyczne zarówno dla nadawania jak i odbioru częstotliwości mogą być przyczyną powstawania niepożądanych wewnętrznych sygnałów możliwych do uniknięcia przy różnych przemianach. Jednak ograniczenia przemiany częstotliwości zwykle nie są istotne w radiotelefonie, ponieważ system częstotliwościowy nadajnika nadaje się do zastosowania w odbiorniku. Przełączanie układów z nadawania na odbiór stwarza możliwość przedostawania się sygnałów z pominięciem obwodów rezonansowych, co powoduje zmniejszenie selektywności. Uziemiając sprężyny przełączników i uważnie prowadząc montaż można uniknąć tych niepożądanych, dodatkowych torów sygnałowych biegnących poza selektywnymi obwodami radiotelefonu.

20. PRZYGOTOWANIE SYGNAŁU DO NADAWANIA JEDNOWSTĘGOWEGO

W systemach radiokomunikacyjnych, których działanie ogranicza poziom szumów, bardzo niekorzystny jest duży zakres dynamiki mowy lub innych nadawanych sygnałów. Trudnym zagadnieniem jest zabezpieczenie w punkcie odbioru sygnałów o najniższych poziomach przed przysłonięciem przez szum i równocześnie zabezpieczenie, żeby sygnały o najwyższych poziomach nie przesterowywały nadajnika lub odbiornika. Na ogół gdy sygnał odbierany i szum mają porównywalne poziomy, wzrost średniej mocy sygnału, którego moc szczytowa jest ograniczona, poprawia zrozumiałość. Z tego powodu są pożądane pewne środki umożliwiające zmniejszenie dynamicznego zakresu sygnału, tak aby utrzymać jego poziom w pobliżu wartości dającej maksymalne wykorzystanie nadajnika. Ten rodzaj przygotowania sygnału obejmuje różne metody ograniczania i kompresji, co będzie omówione szczegółowo w p. 20-2.

Rozwój łączności radiowej wywołuje deficyt miejsca w pasmach radiowych. Zatem aby zmieścić większą liczbę stacji, nabiera coraz większego znaczenia drugi sposób przygotowania sygnału, polegający na zmniejszeniu szerokości pasma przy nadawaniu. Zawężenie pasma akustycznego do minimum niezbędnego dla dobrej zrozumiałości można zrealizować za pomocą filtrów. Dużą uwagę należy obecnie zwrócić na inne bardziej złożone układy zawężania pasma, co nie było tak istotne, zanim nastąpiło nadmierne zatłoczenie pasm radiowych. Wokoder jest przykładem urządzenia zawężającego pasma. Sposoby zawężania pasma będą omówione szczegółowo w p. 20-3.

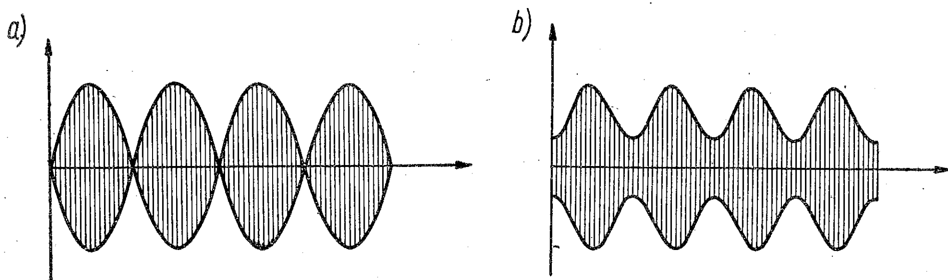
20-1. Kształt fali i obwiednia

Zanim zostaną omówione sposoby przygotowania sygnału, należy poznać pewne jego własności. Aby można było porównać rezultaty przygotowania sygnału przy częstotliwościach akustycznych i radiowych, celowe będzie porównanie przebiegu oryginalnego sygnału akustycznego z kształtem fali wypadkowego sygnału jednowstęgowego w. cz.

Ponieważ bardzo często będzie mowa o obwiedni sygnału, należy to pojęcie zdefiniować. Jak dobrze wiadomo, pojedyncza sinusoida może być przedstawiona przez wektor, którego długość jest proporcjonalna do jej amplitudy. Przyjmuje się, że wektor ten wiruje wokół jednego swojego końca z częstotliwością kątową sinusoidy. Każdy przebieg periodyczny można rozłożyć na częstotliwość podstawową i szereg wyższych harmonicznych. Każda z tych harmonicznych może

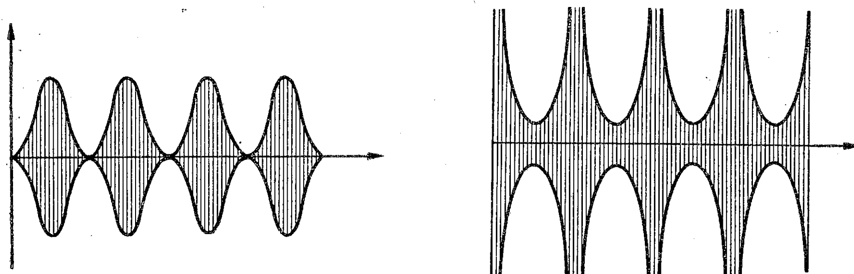
być przedstawiona jako wektor. Aby uzyskać wypadkowy wektor oryginalnego przebiegu periodycznego, można zestawić wszystkie wektory łącząc kolejno we właściwej fazie początek jednego z końcem drugiego. Pionowy rzut wektora wypadkowego określa wartość chwilową złożonego przebiegu w danej chwili. Obwiednia złożonego przebiegu jest natomiast definiowana jako wzięta ze znakiem plus i ze znakiem minus długość wektora (nie jego rzut na oś pionową), który istnieje w danej chwili. Zatem obwiednia przebiegu periodycznego różni się od jego wartości chwilowej.

Definicja ta będzie stosowana do różnych przebiegów. Pojedynczy przebieg sinusoidalny ma wektor o stałej długości. Zatem jeśli przedstawimy obwiednię jako funkcję czasu, dla przebiegu sinusoidalnego otrzymujemy parę linii równoległych, jednakowo oddalonych od osi czasu. Dwa przebiegi sinusoidalne o równej amplitudzie, lecz różnej częstotliwości dadzą wynikowy wektor, który zmienia swoją długość od podwójnej amplitudy jednego przebiegu do zera; jeśli obwiednię



Rys. 20-1. Obwiednia sygnału dwuczęstotliwościowego: a) dwa przebiegi sinusoidalne o jednakowych amplitudach; b) jeden przebieg sinusoidalny o amplitudzie dwa razy większej od drugiego

przedstawimy w funkcji czasu, powstaje krzywa jak na rys. 20-1a. Jeśli natomiast jeden przebieg ma amplitudę mniejszą niż drugi, wynikowy wektor nigdy nie będzie równy zeru. Rys. 20-1b przedstawia obwiednię w funkcji czasu dla dwóch



Rys. 20-2. Obwiednia sygnału AM o głębokości modulacji 100%

Rys. 20-3. Obwiednia przebiegu prostokątnego

przebiegów, gdy jeden ma amplitudę równą połowie amplitudy drugiego. Sygnał AM modulowany jedną sinusoidalną składową m. cz. składa się z nośnej i dwu wstęg bocznych związanych częstotliwością i fazą z nośną. Obwiednia tego przebiegu pokazana na rys. 20-2 jest dobrze znana. Przebieg prostokątny składa się z częstotliwości podstawowej i nieparzystych harmonicznych przesuniętych w fazie tak, że rzut pionowy sumy nie zmienia się przez pół okresu, a następnie nagle zmienia polaryzację na przeciwną. Długość wektora wypadkowego zmienia

się w czasie jednego okresu od wartości szczytowej fali prostokątnej do nieskończoności, dając obwiednię o kształcie funkcji cosecans, jak pokazano na rys. 20-3.

Sinusoidalny sygnał m. cz., kluczowany na kształt fali prostokątnej ma obwiednię zależną od stosunku jego częstotliwości do częstotliwości kluczowania. W krańcowym przypadku, gdy stosunek ten zbliża się do nieskończoności, obwiednia odpowiada kształtowi kluczującej (modulującej) fali prostokątnej. Gdy jeden okres przebiegu kluczującego zawiera całkowitą liczbę okresów kluczowanej fali, można uważać, że sygnał jest złożony z nośnej o częstotliwości fali kluczowanej oraz wstęg bocznych AM tworzonych przez modulator. Jeśli okresy załączenia i wyłączenia są identyczne, wstęgi boczne po obydwu stronach nośnej składają się z nieparzystych harmonicznych częstotliwości kluczowania. Wektory wstęg bocznych i nośnej w czasie naciśnięcia klucza dodają się, dając wektor wypadkowy o stałej długości, równej podwójnej wielkości nośnej, zgodny w fazie z nośną, a w czasie gdy klucz nie jest naciśnięty, odejmują się, dając w wyniku zero.

Gdy okres przebiegu kluczującego nie jest równy całkowitej liczbie okresów fali kluczowanej, wówczas (jak wynika z analizy Fouriera) nie ma fali nośnej. Znaczy to, że częstotliwość fali m. cz. nie jest składową przebiegu kluczowanego, a wektory składowych fali kluczowanej (które są zawsze harmonicznymi częstotliwości kluczowania) dodają się w podobny sposób, dając wektor wypadkowy kluczowanego przebiegu m. cz. w okresie załączenia i wektor zerowy w okresie wyłączenia.

Gdy stosunek częstotliwości kluczowanego przebiegu m. cz. do częstotliwości kluczowania zmniejsza się, ten prosty obraz komplikuje się wskutek składania mniejszych częstotliwości będących składowymi wstęg bocznych. Wskutek tego zjawiska powstaje wektor, który należy dodać do wektora opisanego wyżej. Powoduje on lekkie zafalowanie obwiedni prostokątnej, przy czym zafalowanie to ma większą amplitudę na początku i na końcu kluczowanej obwiedni. Stopniowe zmniejszanie stosunku częstotliwości powoduje zmniejszanie zafalowań obwiedni i równocześnie powoduje wzrost ich wysokości w pobliżu krańców. W granicy, gdy częstotliwość zdąża do zera, przebieg kluczowany staje się przebiegiem prostokątnym. Wysokość zafalowań na krańcach dąży do nieskończoności, a obwiednia zbliża się do kształtu funkcji cosecans, jak to opisano poprzednio.

Można by rozważyć wiele innych złożonych przebiegów, lecz ważniejsza będzie analiza związku między obwiednią sygnału a wypadkowym jednowstęgowym sygnałem w. cz. Modulacja jednowstęgowa może być uważana za przesuwanie częstotliwości, przy czym częstotliwości modulujące dodają się do częstotliwości nośnej w górnej wstędze, a odejmują się od częstotliwości nośnej w dolnej wstędze. Gdyby częstotliwość nośna zdążała do nieskończoności, wówczas dodatnie i ujemne maksymalne wartości chwilowe przebiegu w. cz. wyznaczyłyby obwiednię. Można to zilustrować wyobrażając sobie obracający się ze znaczną prędkością wektor wypadkowy i rejestrując dodatnie i ujemne maksymalne wartości chwilowe rzutu wektora na oś pionową jako funkcję czasu. Te maksymalne wartości chwilowe dają szereg kropek leżących na krzywej obwiedni jako funkcji czasu. Jeśli prędkość wirowania wektora wzrasta, punkty zagęszczają się i w granicy, gdy częstotliwość nośna zdąża do nieskończoności, dają ciągły przebieg obwiedni. Tak więc, jeśli częstotliwość nośna przebiegu jednowstęgowego jest więcej niż dwukrotnie większa od najwyższej składowej sygnału, można dokładnie odtworzyć obwiednię. Można to zrealizować dla każdego sygnału zawierającego skończoną liczbę harmonicznych.

20-2. Przebiegi prostokątne i jednowstęgowe

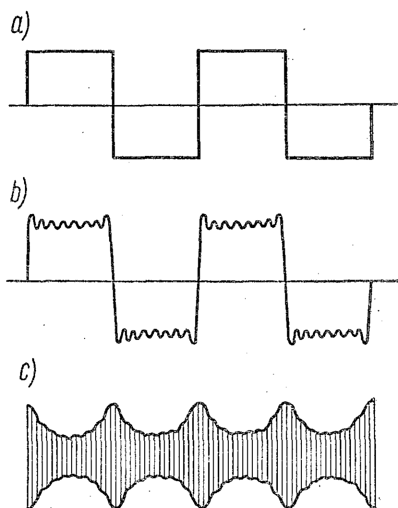
Chociaż problem jednowstęgowej transmisji przebiegów prostokątnych rzadko występuje, wzbudził powszechne zainteresowanie. Będzie zatem szczegółowo rozważony.

Przebieg prostokątny może być wyrażony jako szereg Fouriera

$$u(t) = \frac{4}{\pi}\left[\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \ldots + \frac{1}{2n-1}\sin(2n-1)\,\omega t + \ldots\right]$$

Szerokość pasma niezbędnego do odtworzenia przebiegu prostokątnego można sobie wyobrazić wiedząc, że sto pierwsza harmoniczna ma amplitudę zaledwie 40 dB mniejszą niż składowa podstawowa. Wszystkie harmoniczne niższych rzędów mają amplitudę większą. Ich poziom w stosunku do częstotliwości podstawowej określa wzór $\frac{1}{2n-1}$, przy czym n jest numerem harmonicznej.

Przebieg prostokątny można aproksymować przy pomocy szeregu złożonego ze składowej podstawowej oraz harmonicznych do piętnastej włącznie. Aproksymacja taka jest wystarczająco dobra, co pokazano na rys. 20-4b; jest jednak



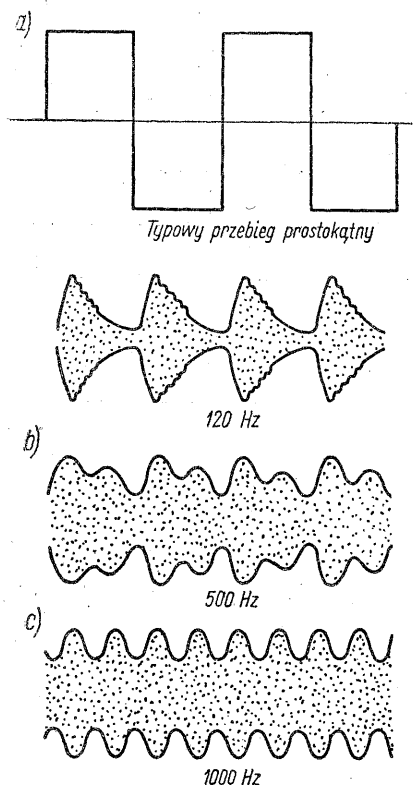
Rys. 20-4. Obwiednia sygnału jednowstęgowego dla prostokątnego sygnału wejściowego: a) przebieg prostokątny; b) przebieg prostokątny pozbawiony harmonicznych wyższych od piętnastej; c) obwiednia przebiegu jednowstęgowego odpowiadającego przebiegowi b)

jasne, że do dokładnego odtworzenia przebiegu prostokątnego o stromych zboczach i o płaskim wierzchołku należy zastosować znacznie dłuższy szereg obejmujący wyższe harmoniczne. Na rys. 20-4c pokazano obwiednię SSB odpowiadającą przebiegowi z rys. 20-4b. Widać tu wyraźnie narastanie amplitudy w czasie zmiany polaryzacji wejściowego przebiegu prostokątnego (pokazana obwiednia SSB nie uwzględnia wpływu nieliniowego przesunięcia fazy w generatorze SSB). Przebieg prostokątny m. cz., wytworzony za pomocą widma ograniczonego do piętnastej harmonicznej, ma zafalowanie wokół wierzchołka. Poziom szczytów zafalowań jest o 18% wyższy od poziomu przebiegu prostokątnego. Odpowiadająca takiemu przebiegowi obwiednia SSB wykazuje w czasie zmiany polaryzacji prostokątnego przebiegu m.cz. narastanie amplitudy. Stosunek amplitudy maksymalnej do minimalnej wynosi 2,6. Średnia moc prostokątnego przebiegu m. cz.

Tablica 20-1. Zależność przebiegu prostokątnego od jego obwiedni sygnału jednowstęgowego

Maksymalna harmoniczna	Przebieg prostokątny: Moc średnia, pasmo ograniczone / Moc średnia, wszystkie harmoniczne	Przebieg prostokątny: Moc szczytowa / Moc średnia	Obwiednia SSB: PEP / Moc średnia
piąta	0,93	1,50	2,0
siódma	0,95	1,47	2,4
dziewiąta	0,96	1,46	2,7
piętnasta	0,97	1,40	3,4
∞	1,00	1,00	∞

o ograniczonym widmie wynosi 97% średniej mocy przebiegu prostokątnego o nieograniczonym widmie, natomiast dla przebiegu jednowstęgowego o ograniczonym widmie średnia moc wynosi tylko 30% PEP. Widać zatem, że obwiednia jednowstęgowego przebiegu prostokątnego ma stosunek PEP do mocy średniej większy niż dla oryginalnego przebiegu oraz że im szersze pasmo można wykorzystać, tym większy jest ten stosunek. Efekt ograniczenia pasma przebiegu prostokątnego lepiej widać w tabl. 20-1. Podano tam zależności dla przebiegów prostokątnych ograniczonych do piątej, siódmej, dziewiątej i piętnastej harmonicznej. Odpowiada to przebiegom prostokątnym o częstotliwościach od 200 do 600 Hz, których widmo m.cz. jest ograniczone przy częstotliwości 3000 Hz za pomocą filtru o stromym zboczu. Tablica ilustruje wzrost mocy PEP, gdy wejściowy sygnał prostokątny jest doprowadzany do modulatora SSB o ograniczonym pasmie. Ze stosunków mocy widać, że dla stosowanych w praktyce ograniczeń pasma maksymalne wartości chwilowe mogą być zmniejszone przez dalsze stopnie nadajnika, nie mające dużego zakresu dynamicznego.



Rys. 20-5. Obwiednie trzech przebiegów prostokątnych, podanych na modulator SSB

Ze względu na nieliniowe przesunięcie fazy w modulatorze SSB, maksymalna amplituda zwykle nie jest tak duża, jak wynikałoby z dodawania wszystkich harmonicznych. Nieliniowe przesunięcie fazy lub ograniczenie pasma uniemożliwia w wielu systemach komunikacyjnych wierne odtworzenie przebiegów prostokątnych.

Przy bardzo małych częstotliwościach, częstotliwość podstawowa przebiegu prostokątnego może leżeć poniżej dolnej częstotliwości przepuszczania modulatora SSB i wówczas tylko wyższe harmoniczne są przenoszone przez modu-

lator. Wypadkowy kształt obwiedni sygnału SSB odpowiadającego przebiegowi prostokątnemu o częstotliwości 120 Hz wyglądałby jak na rys. 20-5a. Rys. 20-5 pokazuje kształt przebiegów prostokątnych po przejściu przez filtr dający normalne przesunięcie fazy. Dla przebiegu prostokątnego o częstotliwości 500 Hz (pokazanego na rys. 20-5b) składowa podstawowa 500 Hz, trzecia i piąta harmoniczna zostaną przepuszczone, a wszystkie pozostałe będą stłumione. Dla przebiegu 1000 Hz (pokazanego na rys. 20-5c) przejdzie tylko składowa podstawowa i trzecia harmoniczna, dając zwykłą obwiednię sygnału dwuczęstotliwościowego.

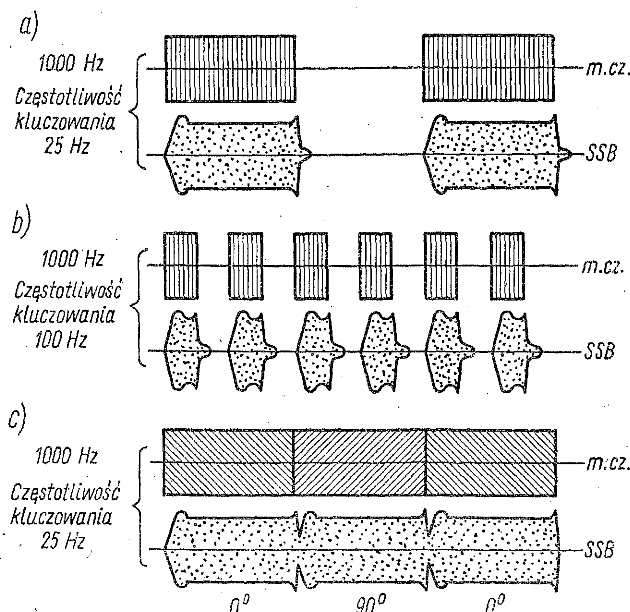
Do techniki jednowstęgowej odnoszono się krytycznie ze względu na jej teoretyczną nieprzydatność do przesyłania przebiegów prostokątnych m.cz., wymagających — jak pokazano wyżej — zdolności przekazywania nieskończenie wielkich amplitud. Technika ta wymaga również podstawiania fali nośnej o odpowiedniej częstotliwości i fazie. Oprócz tego jest wymagana, podobnie jak we wszystkich systemach modulacji, nieskończenie szeroka wstęga i zachowanie amplitudowych i fazowych zależności między wstęgami bocznymi. W rzeczywistości jednak w każdym systemie modulacji pasmo jest ograniczone, co zmniejsza niezbędną moc szczytową SSB, o czym poprzednio była mowa. Problem zabezpieczenia właściwej częstotliwości i fazy napięcia fali nośnej można rozwiązać stosując system SSB z pilotującą częstotliwością nośną oraz układ całkujący w pętli ARCz odbiornika, którego zadaniem jest sprowadzenie błędu fazy do zera. Zachowanie właściwych zależności fazowych i amplitudowych między wstęgami bocznymi jest w rzeczywistych warunkach ograniczone przez ośrodek propagacji. Kaprysy jonosfery powodujące na falach krótkich równoczesny odbiór sygnałów przechodzących różnymi drogami oraz zaniki mogą w dużym stopniu popsuć zależności amplitudowe i fazowe częstotliwości składowych, niezależnie od zastosowanego systemu modulacji.

20-3. Kluczowanie

Wpływ jonosfery, powodujący przy transmisji danych zmiany amplitudy i fazy wstęg bocznych, można wyeliminować kluczując sinusoidalne przebiegi m.cz. z szybkościami nie przekraczającymi w przybliżeniu 50 Hz. Wówczas składowe we wstęgach bocznych znajdują się blisko siebie i ośrodek propagacji wywiera na nie bardzo podobny wpływ. Rys. 20-6a i b pokazują wynik kluczowania modulującego sygnału m.cz. przy różnych szybkościach kluczowania. Jak wzmiankowano, obwiednia kluczowanego przebiegu ma zafalowania w pobliżu zboczy kluczowanego przebiegu. Kształt tych zafalowań zależy od stosunku częstotliwości sygnału m.cz. do częstotliwości kluczowania, jak również od charakterystyk filtrów SSB. Poprzednia analiza dotyczyła przypadku, gdy pasmo przepuszczania filtru SSB rozciągało się od częstotliwości równej sumie częstotliwości nośnej i częstotliwości kluczowania do nieskończoności. W rzeczywistości filtr obcina zarówno harmoniczne częstotliwości kluczującej bliskie nośnej jak i od niej odległe. Podobnie jak w przypadku nadawania przebiegu prostokątnego, wyeliminowanie kilku wyższych harmonicznych przebiegu kluczującego zmniejsza zafalowanie, lecz zwiększa czas narastania amplitudy sygnału do wartości ustalonej oraz powoduje powstawanie oscylacji na końcu impulsu.

Na rys. 20-6c jest pokazany system kluczowania, w którym faza przebiegu podlegającego kluczowaniu jest przesuwana na zmianę o plus i minus 90°. Również w tym systemie występuje zwiększenie czasu narastania amplitudy sygnału. Przy wszystkich rodzajach kluczowania ten stan przejściowy zmniejsza

się w przypadku, gdy kluczowanie odbywa się synchronicznie z częstotliwością przebiegu kluczowanego, ponieważ wówczas zmiany zachodzą tylko w chwili, gdy przebieg kluczowany przecina oś zerową.



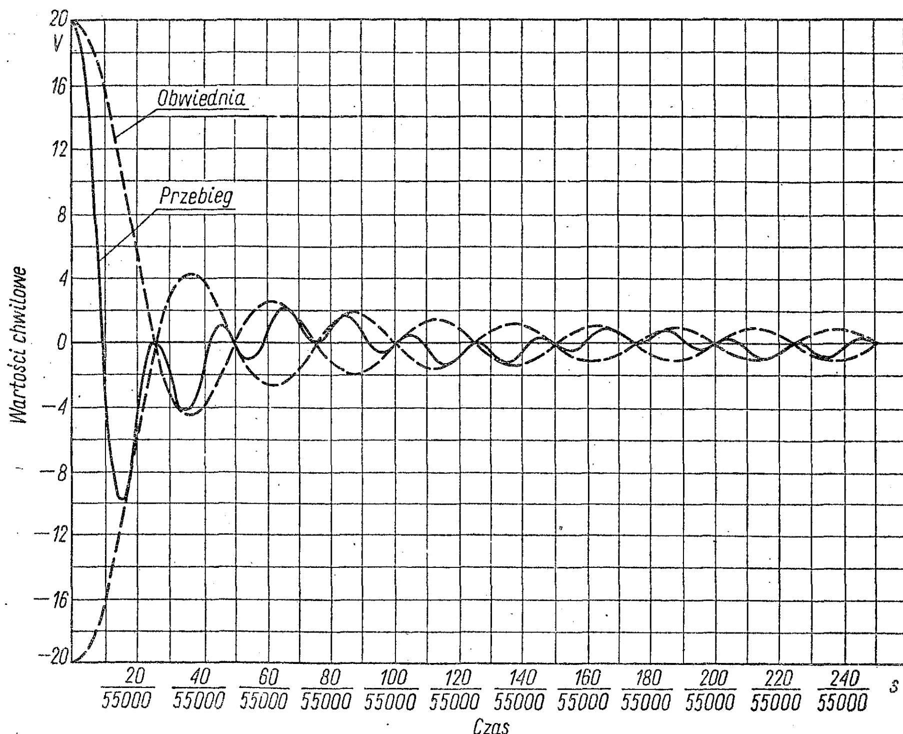
Rys. 20-6. Obwiednie sygnałów SSB przy różnych rodzajach kluczowania: a) i b) kluczowanie amplitudy; c) kluczowanie fazy

20-4. Sygnały złożone

W praktyce często występują sygnały złożone z wielu składowych o różnych częstotliwościach. Jeśli nadajnik SSB jest modulowany wieloma składowymi częstotliwościowymi o jednakowych amplitudach, to stosunek mocy szczytowej do mocy średniej ma dużą wartość. Poziom wypadkowy (jeśli składowe dodają się w fazie) zależy od początkowych zależności fazowych i zastosowanej metody kluczowania. W zasadzie niemożliwe jest przedstawienie uogólnionej obwiedni dla wieloczęstotliwościowego sygnału kluczowanego. Na rys. 20-7 pokazano dla przykładu wypadkowy przebieg i obwiednię, otrzymane przez zsumowanie dwudziestu składowych o amplitudzie 1 V, mających w chwili początkowej zgodną fazę. W sygnale tym najniższy ton ma częstotliwość 495 Hz, a pozostałe są rozstawione co 110 Hz. Obwiednia przebiegu wypadkowego osiąga maksymalną wartość chwilową dwadzieścia razy większą od amplitudy pojedynczych składowych. Między szczytami wartość chwilowa obwiedni faluje między poziomem jednej dziesiątej i jednej dwudziestej wartości maksymalnej. Prawdopodobieństwo, że w tej samej chwili poziomy wszystkich tonów składowych osiągną swoje wartości maksymalne, jest bardzo małe.

Jeśli w systemie wykorzystuje się równocześnie wiele składowych (np. 16 lub więcej) o przypadkowych fazach, sygnał taki można dobrze aproksymować przez odwzorowanie za pomocą widma białego szumu, przepuszczanego przez filtr o określonej szerokości pasma. W takim przypadku wartości chwilowe

przekraczają moc średnią czterokrotnie przez 1,7% czasu, pięciokrotnie przez 0,7% czasu i sześciokrotnie przez 0,2% czasu [20-1]. Aby uzyskać w odbiorniku dostateczny stosunek sygnał/szum, w każdej nadawanej składowej lub kanale sygnału musi być zawarta dostateczna moc. Np. jeśli każda z 16 składowych musi być nadana z poziomem 500 W, całkowita średnia moc nadawana wynosi 8 kW. Aby maksymalne wartości chwilowe sygnału były obcinane najwyżej



Rys. 20-7. Przebieg wypadkowy i obwiednia sygnału złożonego z 20 składowych o jednakowych amplitudach i stałym odstępie między ich częstotliwościami

przez 1% czasu, nadajnik musi być zdolny oddawać od 32 do 40 kW mocy PEP. Zwiększenie średniej mocy kosztem większego obcinania maksymalnych wartości chwilowych sygnału poprawia stosunek sygnał/szum w odbiorniku, lecz może spowodować powstanie dużych zniekształceń intermodulacyjnych.

20-5. Istota mowy

Najczęściej spotykanym rodzajem sygnału jest mowa ludzka. W swej najprostszej postaci mowa może być porównana z modulowaną falą radiową. Nośna składa się z tonu strun głosowych w przypadku głosek dźwięcznych lub dźwięku szumiącego w przypadku szeptu. Rozważmy np. przypadek dłuższego dźwięku, takiego jak angielskie „ah”. Nośna jest tutaj słyszalna i ma określoną wysokość oraz głośność, odpowiadające częstotliwości i amplitudzie nośnej nadajnika radiowego. Między przebiegami tymi istnieje jednak pewna różnica: nadajnik emituje po-

jedynczą częstotliwość nośną, podczas gdy nośna głosu składa się z tonu podstawowego mowy oraz szerokiego zakresu harmonicznych. W przypadku głosek bezdźwięcznych „nośna" może być uważana za szum szerokopasmowy. Niektóre głoski, takie jak angielskie „zh" w słowie „azure" (odpowiednik polskiego „ż"), stanowią kombinację głosek dźwięcznych i bezdźwięcznych.

Działanie modulacyjne jest wytwarzane przez ruchy mięśni toru głosowego. Można to zilustrować śledząc ruchy mówienia podczas nabierania oddechu. Informacja bez nośnej nie jest słyszalna, lecz ruchy mówienia zawierają dynamiczną informację mowy. Głuchoniemi umiejący odczytywać ruchy warg korzystają z tego faktu. Proces modulacji składa się z kilku części. Po pierwsze nośna powstaje i zanika w chwilach rozpoczynania i kończenia mówienia. Po drugie występuje modulacja częstotliwości. Polega ona na wprowadzeniu modulacji (alteracji) głosu i służy do wytwarzania akcentów, treści emocjonalnej, zapytań itp. W rzeczywistości mowa bez tego rodzaju modulacji byłaby zrozumiała, lecz wydawałaby się stłumiona, mechaniczna i bez życia. Trzecią częścią procesu modulacji jest modyfikacja zawartości harmicznych nośnej. Najbardziej charakterystyczną różnicą między samogłoskami, na przykład, jest zawartość harmicznych towarzyszących każdemu dźwiękowi. Te struktury harmoniczne są wytwarzane za pomocą komór rezonansowych utworzonych przez krtań, jamę ustną i jamę nosową. Komory rezonansowe powodują powstawanie wyraźnych maksimów w widmie częstotliwości mowy, zwanych często formantami. Niezbędne jest zachowanie tych wyraźnych struktur harmonicznych, gdyż inaczej charakter wielu dźwięków zostałby zmieniony lub zgubiony.

Czwartym rodzajem modulacji jest modulacja amplitudy. Powoduje ona narastanie i opadanie obwiedni ciśnienia dźwięku w takt słów i sylab. Ponieważ narastanie i opadanie obwiedni są ściśle związane ze słowami i sylabami, częstotliwość zmian obwiedni jest nazywana częstotliwością sylabową. Zawiera się ona między częstotliwościami 0,5÷27 Hz, ze średnią wartością około 5 Hz. Głębokość modulacji amplitudy mowy można zmniejszyć, bez większego wpływu na zrozumiałość mowy. Wyeliminowanie zmian amplitudy uwypukla jednak nienaturalne dźwięki o normalnie małym poziomie, a szumy uboczne, takie jak dźwięki oddechu, stają się wyraźnie słyszalne.

W czasie badań dźwięków mowy laboratorium firmy Bell Telephones określiło, że w języku angielskim istnieje 39 dźwięków, które przeciętna osoba mówiąca po angielsku może łatwo odróżnić [20-2]. Te dźwięki mowy (fonemy) dzielą się na sześć klas: czyste samogłoski, dwugłoski, pośrednie, półsamogłoski, spółgłoski frykatywne oraz spółgłoski wstrzymujące. Dwie klasy spółgłosek dzielą się dalej na grupy dźwięczne i bezdźwięczne.

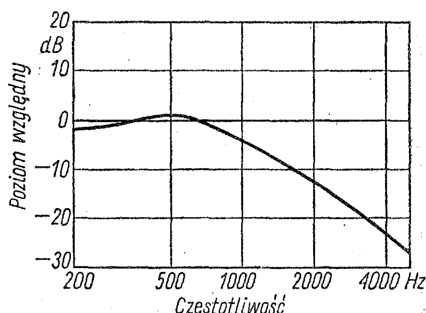
Trudno jest ustalić definicję różnic między samogłoskami a spółgłoskami, która byłaby właściwa dla wszystkich przypadków. Na ogół jednak, samogłoski są dźwięczne, to znaczy struny głosowe drgają w czasie ich wytwarzania i dźwięk przechodzi przez otwarty trakt dźwiękowy. Dźwięki z drugiego końca listy spółgłosek natomiast, reprezentowane przez bezdźwięczne spółgłoski wstrzymujące, charakteryzuje szereg przejściowych, nieregularnych krótkotrwałych przebiegów, tworzonych najczęściej przez usta i gwałtownie urywanych przez otwarcie warg. Między tymi ekstremami znajduje się szereg dwugłosek, pośrednich, półsamogłosek, dźwięcznych spółgłosek frykatywnych, bezdźwięcznych spółgłosek frykatywnych oraz dźwięcznych spółgłosek wstrzymujących.

Według Fletchera [20-2] zakres natężenia dźwięków mowy może zmieniać się u niektórych mówców o 35 do 40 dB. Przeciętny mówca obejmuje zakres

28 dB, a jeśli wyeliminuje się angielskie dźwięki „th", jak w „thin", zakres zmniejsza się do 21 dB. Jeśli zostaną uwzględnieni ci, którzy mówią głośniej niż normalnie, i ci, którzy mówią ciszej niż normalnie, całkowity zakres rozszerza się do 56 dB.

Stosunek chwilowych wartości maksymalnych do mocy średniej mowy jest w pewnym stopniu zależny od procentu czasu, w którym wartość maksymalna może występować. Na przykład, jeśli wynosi on 1%, to stosunek chwilowych wartości maksymalnych do średniej mocy wynosi około 14,5 dB. Ta wartość dotyczy ciągłej mowy, bez czasu wydzielonego na przerwy.

Przeciętne widmo częstotliwości mowy pokazano na rys. 20-8. Należy zauważyć, że widmo zaczyna opadać powyżej 600÷800 Hz z szybkością około 8 do 9 dB/oktawę.



Rys. 20-8. Rozkład energii widma mowy

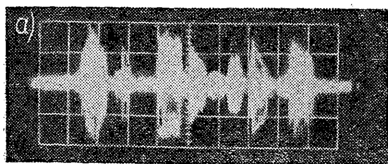
Ponieważ gęstość mocy widma mowy zmniejsza się przy większych częstotliwościach, większe częstotliwości są podatne na zakłócenie białym szumem. Z tego powodu dłuższy czas myślano, że większe częstotliwości widma mowy powinny być wstępnie uwydatnione tak, by charakterystyka gęstości mocy widma mowy była w przybliżeniu płaska (lub „biała"). Dla systemu o ograniczonej mocy średniej jest to stwierdzenie całkowicie słuszne. Jednak uwydatnienie częstotliwości powyżej 600÷800 Hz o 6 dB/oktawę zwiększa dla mowy stosunek mocy szczytowej do mocy średniej o 4 dB (z 14,5 do 18,5). Zatem w systemie z ograniczoną mocą szczytową (takim jest nadajnik radiowy) uwydatnienie powoduje zmniejszenie mocy średniej o 4 dB. Jeśli występująca w odbiorniku wartość stosunku sygnał/szum jest bliska granicy zrozumiałości, to zmniejszenie mocy średniej jest wystarczające, by pogorszyć zrozumiałość w stosunku do systemu bez uwydatniania.

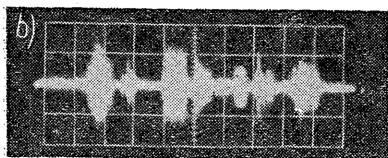
Jednak w systemie z ograniczaniem amplitudy sygnału mowy może być pożądane niewielkie, do 3 dB/oktawę, uwydatnienie częstotliwości powyżej 600 do 800 Hz przed ograniczeniem. Wynika to stąd, że ograniczenie powoduje tłumienie słabszych składowych oryginalnego przebiegu. Dzięki odpowiedniemu uwydatnieniu, składowe większych częstotliwości po ograniczeniu pozostaną na pierwotnym poziomie.

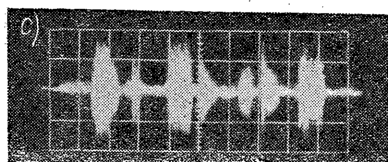
20-6. Ograniczanie amplitudy sygnału mowy

Sylabowy charakter mowy jest widoczny z rys. 20-9a, na którym przedstawiono przebieg akustyczny angielskiego zdania „Joe took father's shoe bench out". Oscylogram ten pokazuje kilka ważnych cech sygnału mowy. Ilustruje on wła-

sności obwiedni mowy, która może dla pewnych dźwięków mieć czasy narastania 1 ms i czasy opadania 10 ms. Należy zwrócić uwagę, że istnieje stosunkowo mało przypadkowych wąskich „szpilkowych" impulsów, lecz maksima powstają i zanikają w dość regularny sposób. Dwuwstęgowe i jednowstęgowe sygnały tego samego zdania, pokazane na rys. 20-9b i c, są bardzo podobne do prze-





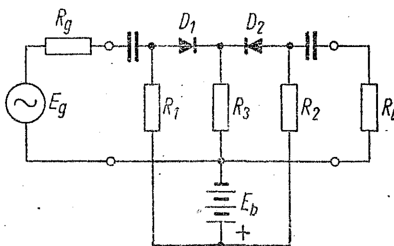


Rys. 20-9. Oscylogramy angielskiego zdania „Joe took father's shoe bench out": a) przebieg m.cz.; b) dwie wstęgi boczne; c) jedna wstęga boczna

biegu m.cz., czyli że obwiednia mowy jest bardzo dobrze odtwarzana. Stosunek wartości maksymalnej do średniej zmierzony w sygnale m.cz. jest więc zasadniczo taki sam jak stosunek wartości maksymalnej do średniej obwiedni głosu. Zatem, przetworzenie sygnału m.cz. na jednowstęgowy zwiększa chwilowy stosunek mocy szczytowej do średniej w przybliżeniu o stosunek wartości maksymalnej do średniej przebiegu sinusoidalnego wynoszący 3 dB.

Badania wykazały, że mowa jest zrozumiała nawet przy nieskończonym ograniczaniu (obcinaniu) [20-3, 20-4], (tzn. gdy zostają zachowane tylko przejścia przez zero, a cała pozostała informacja zawarta w obwiedni zostaje stracona). Wynika stąd, że zmiany amplitudy nie są istotnym czynnikiem decydującym o zrozumiałości mowy. Fakt, że sygnały mowy nieskończenie ograniczone są w ogóle zrozumiałe, może wydać się dziwny, dopóki nie uświadomimy sobie, że dźwięczne głoski mowy składają się z podstawowej częstotliwości głosu i jej harmonicznych. Wskutek ograniczenia powstaje oczywiście więcej harmonicznych, które zmieniają pierwotną strukturę głosu, lecz nie na tyle, by zakłócić rozpoznanie pierwotnych zależności harmonicznych dźwięku. Ograniczenie powoduje obcinanie maksymalnych wartości chwilowych przebiegów, a jak już poprzednio powiedziano, przebieg prostokątny przy przemianie na sygnał jednowstęgowy ma wysoki stosunek mocy maksymalnej do średniej. Pomimo tego, jak później będzie wykazane, powstający w wyniku ograniczenia zysk stosunku mocy średniej do szczytowej wyrównuje z nawiązką straty powodowane obcinaniem przebiegu m.cz., zwłaszcza jeśli dla zachowania pierwotnej szerokości pasma m.cz. następuje filtrowanie po ograniczeniu. Filtrowanie to może być przeprowadzone przy małych lub wielkich częstotliwościach.

Na rys. 20-10 pokazano ogranicznik szeregowy, przeznaczony do pracy przy m.cz. Aby ograniczanie było symetryczne R_1 musi być równe R_2, a R_3 znacznie większe niż R_1 lub R_2. Oporniki te decydują o wartości prądu stałego płynącego przez diody. Prąd stały jest „modulowany" napięciem zmiennym wytworzonym przez źródło o SEM E_g. Gdy wartość chwilowa E_g jest ujemna, prąd płynący przez diodę D_1 zmniejsza się. Jeśli napięcie wejściowe jest dostatecznie duże, by zmienić polaryzację D_1, dioda ta przestaje przewodzić i sygnał



Rys. 20-10. Ogranicznik m. cz.

na wyjściu zostaje ograniczony do tej wartości. Podobnie, gdy wartość chwilowa E_g jest dodatnia, prąd w D_2 zmniejsza się aż do zatkania diody. Od tej chwili napięcie wyjściowe przestaje wzrastać i jest ograniczane dopóty, dopóki sygnał wejściowy znowu nie spadnie poniżej poziomu ograniczania. Poniżej zostanie przeprowadzona analiza układu przy założeniu, że na diodach spolaryzowanych w kierunku przewodzenia nie występuje spadek napięcia. Prąd stały płynący przez każdą diodę, jeśli $R_1 = R_2$, wynosi

$$I = \frac{E_b}{R_1+2R_3}$$

Prąd zmienny płynący przez diody jest równy

$$i = \frac{u_g}{R_g'+R_L'}$$

przy czym u_g — napięcie na wejściu obliczone wg twierdzenia Thévenina; $u_g = \dfrac{E_g R_1}{R_1+R_g}$

$$R_g' = \frac{R_1 R_g}{R_1+R_g}$$

$$R_L' = \frac{R_2 R_L}{R_2+R_L}$$

$$R_3 \gg R_g'+R_L'$$

Ograniczanie zachodzi, gdy wartość maksymalna i jest równa I, czyli

$$\frac{E_b}{R_1+2R_3} = \frac{u_g}{R_g'+R_L'} = \frac{E_g R_1}{(R_1+R_g)(R_g'+R_L')}$$

$$E_g = \frac{E_b(R_1+R_g)(R_g'+R_L')}{(R_1+2R_3)R_1}$$

Jeśli $R_g \ll R_1$ oraz $R_L \ll R_2$, to

$$R_g' \approx R_g$$

$$R_L' \approx R_L$$

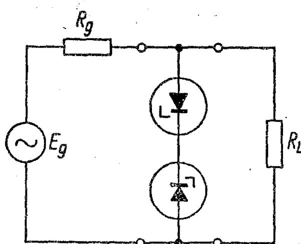
oraz

$$E_g \approx u_g$$

$$E_g \approx \frac{E_b(R_1+R_g)(R_g+R_L)}{(R_1+2R_3)R_1} \approx \frac{E_b(R_g+R_L)}{R_1+2R_3}$$

W takim przypadku maksymalna wartość napięcia zmiennego na poziomie ograniczania jest równa napięciu polaryzacyjnemu, pomnożonemu przez stosunek sumy rezystancji generatora i obciążenia, do sumy rezystancji polaryzującej R_1 i podwójnej wartości rezystancji polaryzującej R_3. Podwojenie wartości R_3 wynika z tego, że przez opornik ten płynie również powrotny prąd wynikający z polaryzacji diody D_2.

Prosty ogranicznik równoległy można wykonać również z pary diod Zenera połączonych szeregowo z odwrotnymi polaryzacjami, jak pokazano na rys. 20-11. W układzie tym poziom ograniczania jest ustalany napięciem Zenera.



Rys. 20-11. Ogranicznik z diodami Zenera

Ograniczaniu można poddać również sygnał jednowstęgowy wielkiej częstotliwości. Taka metoda ograniczania ma tę zaletę, że dla określonej wielkości ograniczania powstaje mniej zniekształceń leżących w pasmie przenoszonym. Uzyskuje się więc sygnał wyższej jakości niż w wypadku ograniczania sygnału m.cz. Dla zachowania pierwotnej szerokości widma, po ograniczniku niezbędny jest filtr w.cz.

Jeśli sygnał mowy m.cz., zawężony do pasma 300 do 3000 Hz zostanie nieskończenie ograniczony, a następnie będzie wykorzystany do modulacji nadajnika jednowstęgowego, który ma pasmo przenoszenia w.cz. od f_n+300 do f_n+3000 Hz, najwyższą przenoszoną harmoniczną będzie dziewiąta

$$\left(\frac{3000}{300} = 10 < 11\right)$$

Zatem, jak wynika z tabl. 20-1, stosunek mocy PEP do średniej mocy obwiedni SSB nie przekroczy 2,7, czyli 4,3 dB. Dodając do tego 3 dB (stosunek mocy maksymalnej do średniej dla przebiegu sinusoidalnego) widzimy, że sygnał SSB o zawężonym widmie i nieskończenie ograniczony przed procesem mo-

dulacji będzie miał stosunek chwilowej mocy szczytowej do średniej nie przekraczający 7,3 dB. Dla nieograniczanego sygnału mowy SSB stosunek ten wynosi 17,5 dB (14,5 dB stosunek mocy PEP do średniej).

Nieskończone ograniczanie sygnału SSB, a następnie dostatecznie dobre filtrowanie dla usunięcia harmonicznych w.cz., dałoby stosunek mocy PEP do średniej w przybliżeniu 0 dB, ponieważ przebieg byłby zbliżony do zmodulowanego częstotliwościowo przebiegu sinusoidalnego w.cz. o stałej amplitudzie. Filtrowanie (w celu usunięcia zniekształceń intermodulacyjnych leżących poza pasmem przenoszenia) zwiększa stosunek mocy szczytowej do średniej o blisko 3 dB, dając stosunek mocy PEP do średniej 3 dB, lub stosunek chwilowej mocy szczytowej do średniej 6 dB.

Jeśli przyjmie się, że zniekształcenia wpływają na zrozumiałość tak jak szum, to wypadkowy stosunek sygnału odbieranego do „szumu" wynosi

$$\frac{S_{śr}}{N+D}$$

przy czym:

$S_{śr}$ — średnia moc wstęgi bocznej na wejściu odbiornika;

D — równoważna moc szumów odpowiadająca składowym zniekształceń ogranicznika;

N — średnia moc szumów ze wszystkich innych źródeł.

Ponieważ $S_{śr}$ oraz D są funkcjami poziomu ograniczania, maksimum zrozumiałości można uzyskać dobierając odpowiedni poziom ograniczania dla danej wartości mocy szumów N. Zatem przy braku szumów w odbiorniku, ograniczanie sygnału jest niepożądane, ponieważ wprowadza zniekształcenia i zmniejsza zrozumiałość. W krańcowo różnym przypadku, gdy szum odbiornika jest taki, że maskuje sygnał, poziom ograniczania powinien wzrosnąć do wartości, przy której suma mocy szumów i zniekształceń wzrasta szybciej niż średnia moc sygnału.

Najlepiej można ocenić zalety ograniczania biorąc pod uwagę poprawę progu zrozumiałości mowy w obecności szumu dla przetworzonego sygnału o takiej samej mocy szczytowej jak sygnał oryginalny. Próg zrozumiałości określają w tym przypadku warunki, przy których dwustronna rozmowa jest ledwo zrozumiała w obecności białego szumu, o widmie ograniczonym do tej samej co sygnał szerokości. Ponieważ ograniczeniem w nadajniku jednowstęgowym jest raczej moc szczytowa niż moc średnia, jako wielkość odniesienia przyjmuje się moc szczytową. Przyjmując to kryterium ustalono eksperymentalnie, że przy ograniczaniu o 15 dB sygnałów m.cz. mowy o bardziej lub mniej stałym poziomie, niezbędna szczytowa moc sygnału SSB na progu zrozumiałości zmniejsza się o 4 dB. Wzrost poziomu ograniczania do 25 dB daje dodatkową poprawę o 1,5 dB.

Przy ograniczaniu jednowstęgowego sygnału w.cz. o takim samym stałym poziomie i z załączonym po ograniczniku filtrem (dla zachowania oryginalnej szerokości widma), próg ograniczania ustalony 10 dB poniżej maksimów wartości chwilowej sygnału zmniejsza niezbędną moc szczytową sygnału o 4 dB. Zwiększenie poziomu ograniczania do 20 dB daje dodatkową poprawę o 4 dB [20-5].

Ponieważ podane powyżej wartości rzeczywistej poprawy progu zrozumiałości są mniejsze niż teoretyczne wartości zwiększenia stosunku mocy szczytowej do średniej przy ograniczaniu wartości maksymalnej sygnału, jasne jest, że powstające zniekształcenia zmniejszają zrozumiałość mniej więcej tak samo jak

szum. Spodziewana poprawa progu zrozumiałości przy nieskończonym ograniczaniu sygnału m.cz., przy braku maskowania zniekształceniami wynosi

$$14{,}5\ \text{dB} - 4{,}3\ \text{dB} = 10{,}2\ \text{dB}$$

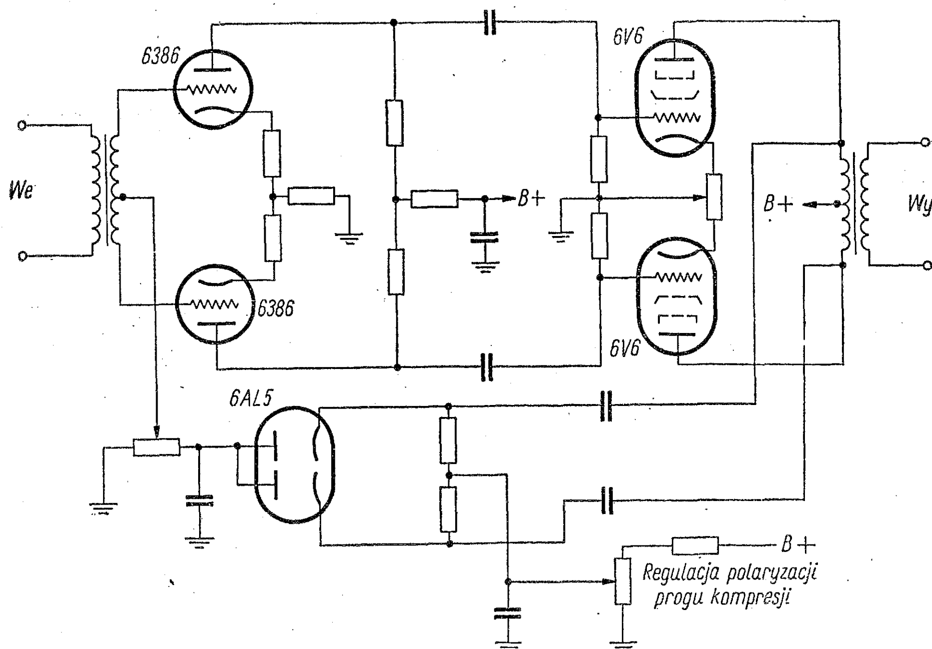
a przy ograniczaniu sygnałów SSB i filtrowaniu

$$14{,}5\ \text{dB} - 3{,}0\ \text{dB} = 11{,}5\ \text{dB}$$

Zmierzona poprawa wynosi odpowiednio 5,5 i 8,0 dB. Fakt, że różnica między wartościami spodziewanymi a uzyskanymi z pomiaru jest mniejsza przy ograniczaniu sygnału SSB potwierdza, że zniekształcenia wytwarzane wskutek ograniczania są w tym ostatnim przypadku mniejsze.

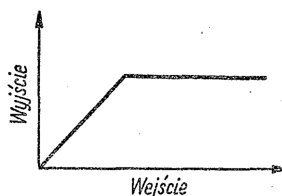
20-7. Kompresja mowy

Ze względu na sylabowy charakter mowy wydawałoby się, że optymalny system kompresji powinien dawać w wyniku „płaską" obwiednię. Jednak w zwykłych kompresorach pełne działanie uzyskuje się po około 10 ms od chwili skokowego wzrostu amplitudy a zwiększenie wzmocnienia do nowej wartości ustalonej następuje po około 300 ms lub więcej od chwili skokowego zmniejszenia amplitudy. Dla kompresji sylabowej potrzebne jest skrócenie obu tych czasów. Kompresor ograniczający szczytową głośność (działający podobnie jak ARW z progiem działania), jeśli próg działania zostanie przekroczony, jest zdolny wytwarzać sygnał wyjściowy o najbardziej „płaskiej" obwiedni. W idealnym przypadku płaska część charakterystyki powinna mieć zakres 35 do 40 dB, odpowiadający dynamicznemu zakresowi dźwięków w języku angielskim. Praktycznie szum tła bardzo często zmniejsza dolną granicę zakresu i kompresja przekraczająca 21 dB daje niewielką poprawę. Oprócz kompresji sylabowej o zakresie 21 dB, jest pożądana ręczna regulacja wzmocnienia lub kompresor o dużej stałej czasowej z zakresem około 20 dB, aby umożliwić przystosowanie zakresu kompresora sylabowego do zakresu głośności osób mówiących głośno i cicho. Aby nadążyć za obwiednią dźwięku, niezbędne są znacznie mniejsze stałe czasowe niż w normalnych kompresorach ograniczających głośność. W idealnym przypadku czas osiągnięcia stanu ustalonego pętli ARW przy nagłym wzroście sygnału powinien być równy lub mniejszy od 1 ms, a czas osiągnięcia tego stanu przy nagłym zmniejszeniu poziomu sygnału powinien być równy lub mniejszy od 10 ms. Zastosowanie tak krótkich czasów działania prowadzi do pojawienia się trudności wynikających z tego, że wówczas składowe widma mowy o najmniejszych częstotliwościach nie są całkowicie wyfiltrowane. Gdyby wzmacniacze były niesymetryczne, tętnienia o tych częstotliwościach istniejące w przewodzie ARW byłyby doprowadzane zwrotnie do regulowanego wzmacniacza powodując, zależnie od przesunięcia fazy w pętli regulacji, powstanie albo dodatniego, albo ujemnego sprzężenia zwrotnego. W obu przypadkach tętnienia te pojawiałyby się na wyjściu. Jeśli wzmacniacz pracuje w układzie przeciwsobnym dla przebiegów m.cz., a w układzie równoległym dla napięcia regulacji, tętnienia z przewodu ARW są idealnie równoważone i nie pojawiają się na wyjściu. Tętnienia te jednak powodują zmiany wzmocnienia w czasie okresu przebiegu akustycznego i w związku z tym występuje zjawisko modulacji. Powstałe w ten sposób niepożądane składowe widma dodają się do zniekształceń powstających na skutek istnienia nieliniowości elementów regulowanych. Na rys. 20-12 pokazano układ kompresora przeciwsobnego m.cz., wykorzystującego lampy o zmiennym nachyleniu.



Rys. 20-12. Kompresor mowy w układzie przeciwsobnym

Różnice między ograniczaniem a kompresją można przedstawić w sposób następujący: Przyjmijmy idealnie zrównoważony kompresor przeciwsobny, mający liniową charakterystykę dynamiczną aż do progu, a następnie stały poziom wyjściowy dla każdego poziomu wyjściowego przewyższającego próg, jak pokazano na rys. 20-13. Przyjmijmy dalej, że w przewodzie ARW nie ma filtrowania.



Rys. 20-13. Charakterystyka idealnego kompresora

wania. Wówczas kompresor zachowuje się jak ogranicznik o tym samym progu. Wierzchołek przebiegu zmiennego powyżej progu jest prostowany i podawany z powrotem bez zmiany kształtu lub opóźnienia. Zmniejsza to natychmiast wzmocnienie i powoduje utrzymanie stałego poziomu, dopóki wierzchołek przebiegu zmiennego znowu nie spadnie poniżej progu. W tym przypadku wielkość zniekształceń wytwarzanych przez kompresor jest taka sama jak wytwarzana przez konwencjonalny ogranicznik o tym samym progu, ponieważ kształt przebiegu wyjściowego w obydwu układach jest taki sam.

Z kolei rozpatrzmy ten sam kompresor w przypadku, gdy stała czasowa rozładowania obwodu ARW jest bardzo duża w porównaniu z jednym okresem rozważanego przebiegu. W warunkach takich napięcie regulacji jest czystym napięciem stałym i zmniejszenie wzmocnienia jest jednakowe przez cały okres

przebiegu zmiennego. Sygnał wyjściowy jest dokładną kopią sygnału wejściowego, lecz powyżej progu (do wystąpienia przesterowania) jego amplituda pozostaje stała niezależnie od wartości amplitudy sygnału wejściowego. Zniekształcenia wytwarzane przy kompresji tego rodzaju są równe zeru.

Praktycznie biorąc, stała czasowa regulacji wzmocnienia musi mieć pośrednią wartość między tymi ekstremami, wynoszącymi zero i nieskończoność. W każdym przypadku pożądane jest szybkie działanie. Działanie jest tym lepsze, im szybsze, gdyż zapobiega przesterowaniom przy sygnałach o stromym czole. Z jednej strony jest pożądany długi czas zanikania napięcia ARW, tak by napięcie regulujące mało zmieniało się od jednego do drugiego okresu. Zbyt powolne zanikanie z drugiej strony powoduje, że ARW nie może nadążyć za szybko znikającymi sylabami i wskutek tego sylaby o małej głośności następujące po sylabach o dużej głośności mogą być tłumione.

Kompresor o dużej stałej czasowej umożliwia utrzymanie w przybliżeniu stałego średniego poziomu przy różnych mówcach i w przypadkach, gdy dynamika mowy tego samego mówcy znacznie się zmienia. Jednak przy mowie o stałym poziomie kompresor taki poprawia próg zrozumiałości tylko o 1 do 2 dB. Dobrze skonstruowany kompresor sylabowy natomiast może dać poprawę progu zrozumiałości do 6 dB.

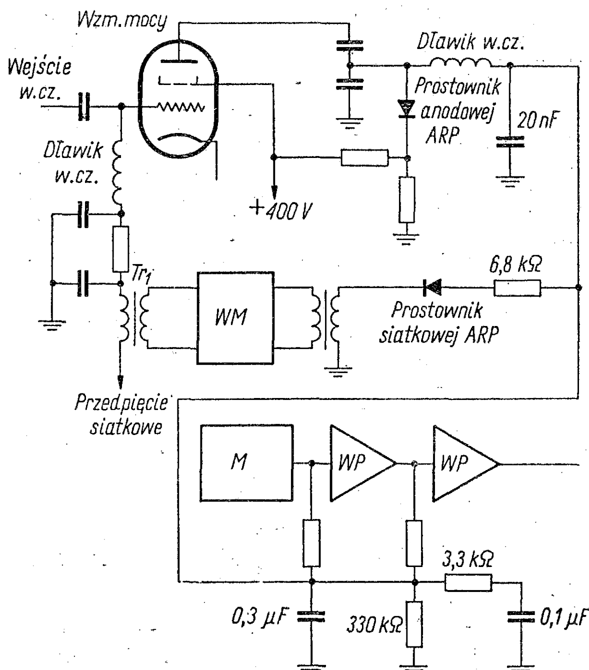
W nadajnikach jednowstęgowych w celu przeniesienia sygnału m.cz. w pasmo radiowe stosuje się zwykle jedną lub dwie przemiany. Sygnał jednowstęgowy w.cz. jest wzmacniany liniowo do żądanego poziomu mocy w stopniach pracujących w klasie A i B. Obwiednia jednowstęgowego sygnału mowy w.cz. wykazuje zmiany amplitudy z częstotliwością sylabową, przypominające zmiany obwiedni mowy. Na rys. 20-9 pokazano przebiegi dla angielskiego zdania „Joe took father's shoe bench out". Obwiednia m.cz. jest pokazana na rys. 20-9a; sygnał dwuwstęgowy wytwarzany przez modulator zrównoważony na rys. 20-9b, sygnał jednowstęgowy, uzyskany po przejściu sygnału dwuwstęgowego przez filtr elektromechaniczny wybierający jedną wstęgę boczną jest pokazany na rys. 20-9c.

20-8. Automatyczna regulacja poziomu

Kompresja sygnału w.cz. ma pewne zalety w stosunku do kompresji sygnału m.cz. Stosunek częstotliwości jednowstęgowego sygnału mowy w.cz. i częstotliwości sylabowej mowy jest oczywiście znacznie większy niż stosunek częstotliwości sygnału m.cz. mowy i częstotliwości sylabowej. W konsekwencji, przy wielkich częstotliwościach stałe czasowe regulacji wzmocnienia mogą być znacznie mniejsze, bez stwarzania niebezpieczeństwa powstania sprzężenia zwrotnego oraz wywołanych nim zniekształceń, a nawet oscylacji.

Po drugie, ta różnica częstotliwości między sygnałem w.cz. a częstotliwością sylabową jest tak duża, że nie są potrzebne wzmacniacze zrównoważone. Zaburzenia, spowodowane nagłym doprowadzeniem napięcia ARW, są wywołane powstającymi w stanie nieustalonym zmianami prądu anodowego w stopniach z regulacją wzmocnienia. Lecz, mimo że te zmiany prądu anodowego mogą być znacznie większe niż zmiany wywołane sygnałem, zaburzenia te nie dochodzą do wyjścia, ponieważ nie zawierają składowych leżących w pasmie przenoszenia sprzęgających obwodów w.cz. Ponadto, ponieważ zniekształcenia parzystego rzędu leżą poza pasmem przenoszenia wzmacniacza w.cz., na wyjściu nie pojawią się składowe zniekształceń parzystych rzędów.

Najpowszechniej stosowanym rodzajem kompresji sygnału w.cz. jest tzw. automatyczna regulacja poziomu (ARP). Głównym zadaniem ARP jest utrzymanie stosunkowo stałej wartości szczytowej mocy wyjściowej w.cz. nadajnika, przy zmianach poziomu sygnału wejściowego w stosunkowo dużym zakresie. Sygnał ARP jest zwykle pobierany albo z obwodu siatkowego, albo anodowego lampy wzmacniacza mocy, albo z obydwu równocześnie. ARP pobierana z anody jest oparta na tej zasadzie, że jeśli lampa wyjściowa jest prawidłowo obciążona (dopasowana), napięcie wyjściowe w.cz. zmienia się prawie liniowo, aż do punktu odpowiadającego przeciążeniu anody. Jeśli jednak rezystancja obciążenia wzmacniacza mocy zmniejszy się poniżej określonej wartości lub jeśli parametry lampy pogorszą się na skutek jej zużycia, w lampie, która ma pracować w klasie AB_1, może zacząć płynąć prąd siatki, zanim zostanie osiągnięty punkt, przy którym zaczyna działać ARP sterowana z obwodu anodowego. Wiele obecnie stosowanych lamp mocy jest przeznaczonych do pracy w zakresie ujemnych napięć siatki i jeśli lampa zostanie wysterowana w zakres prądu siatki, powstają duże zniekształcenia. ARP sterowana z obwodu siatki ma na celu zapobiec temu zjawisku, przez podawanie stałego napięcia regulacji w chwili, gdy zaczyna płynąć prąd siatkowy. Rys. 20-14 przedstawia uproszczony schemat kombino-

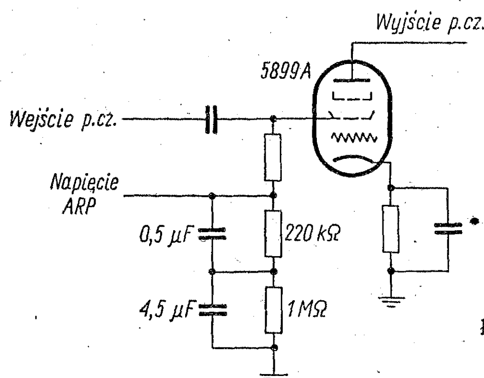


Rys. 20-14. Siatkowo-anodowa automatyczna regulacja poziomu stosowana w radiotelefonie typu AN/ARC-80, firmy Collins
WM — wzmacniacz m. cz.; *M* — modulator zrównoważony; *WP* — wzmacniacz p.cz.

wanego układu anodowo-siatkowej ARP. Jeśli szczyty sylabowe wysterują siatkę w obszar dodatni, na uzwojeniu wtórnym transformatora Tr_1 pojawi się napięcie. Napięcie to jest wzmacniane, prostowane i sumowane z napięciem wyjściowym anodowego prostownika ARP, który jest sterowany częścią anodowego napięcia

w.cz. Równocześnie dioda anodowej ARP jest tak spolaryzowana, by zapobiec pojawianiu się napięcia ARP, zanim zostanie osiągnięty punkt przeciążenia anody. Wyjścia prostowników anodowej i siatkowej ARP są połączone razem i dołączone do filtru. Stała czasowa rozładowania filtru wynosi około 0,12 s. Jest ona dostatecznie mała, tak że chwilowe wartości maksymalne sygnału większości sylab utrzymują się w przybliżeniu na tym samym poziomie.

ARP jest czasami stosowana również do wyrównywania zmian wzmocnienia rezonansowego w funkcji częstotliwości w przestrajanych wzbudnikach w.cz. W tym przypadku powinna być zastosowana ARP o dwu stałych czasowych. Duża stała czasowa ustala średnie wzmocnienie, podczas gdy mała stała czasowa zapewnia stałość poziomu wyjściowego przy szybszych zmianach dynamiki mowy. Na rys. 20-15 pokazano układ regulowanego wzmacniacza o dwu stałych



Rys. 20-15. Wzmacniacz ARP o dwóch stałych czasowych, stosowany w radiotelefonie SSB typu AN/ARC-58, firmy Collins

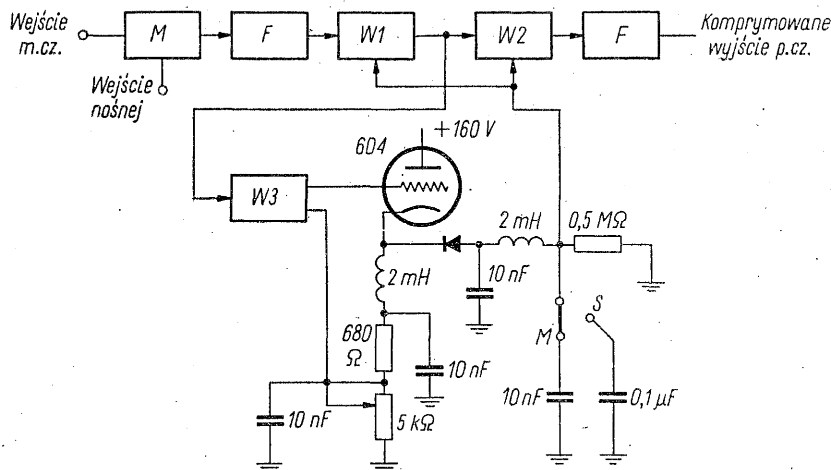
czasowych. Około 80% wartości napięcia regulacyjnego pochodzi z układu o dużej stałej czasowej, a pozostałe 20% z układu o małej stałej czasowej. ARP jest zaprojektowana tak, by działała skutecznie w 16-decybelowym zakresie zmian sygnału wejściowego jak również by kompensować zmiany wzmocnienia wzbudnika w.cz. Przy nagłym zmniejszeniu poziomu wejściowego o 20 dB nadajnik z układem ARP tego rodzaju osiąga pełną moc wyjściową po około 1,5 s. Zatem taka ARP umożliwia utrzymanie tylko najwyższych szczytów sylabowych na mniej więcej tym samym poziomie. Jest ona jednak pomocna również do kompensacji różnic poziomu akustycznego mowy różnych radiooperatorów lub do kompresji dynamicznego zakresu określonego radiooperatora.

20-9. Kompresja sylabowa

Jeśli jest pożądany prawie stały poziom wyjściowy w.cz., może być stosowana kompresja obwiedni SSB. W tym przypadku jest wymagane nie tylko szybkie zmniejszanie wzmocnienia, by nadążyć za wzrostem napięcia obwiedni, lecz również szybkie zwiększanie wzmocnienia, by nadążyć za zmniejszaniem napięć obwiedni.

Schemat blokowy kompresora sylabowego działającego przy częstotliwości pośredniej pokazano na rys. 20-16. W celu uzyskania bardzo krótkiego czasu narastania napięcia ARW zastosowano wtórnik katodowy, sterujący prostownik ARW. Przełącznik umożliwia wybór trzech stałych czasowych zanikania

napięcia ARW. Najmniejsza stała czasowa wynosi około 6 ms, średnia 11 ms, a największa 112 ms. Zastosowano ARW działającą w przód w celu wyrównania wyjściowej charakterystyki wzmacniacza powyżej progu. Filtr mechaniczny włączony na wyjściu eliminuje składowe intermodulacyjne leżące poza oryginalnym pasmem przenoszenia. Przy takim układzie oraz kompresji szczytów o 40 dB próg zrozumiałości dla mowy o stałym poziomie poprawia się o 6 dB przy małej stałej czasowej, o 5 dB przy średniej i około 3 dB przy dużej stałej czasowej. Jest to porównywalne z 8 dB uzyskiwanymi przy 20 dB ograniczaniu w.cz. z późniejszym filtrowaniem oraz z 10 dB uzyskiwanymi przy kompresji i krótkiej stałej czasowej z późniejszym ograniczaniem i filtrowaniem.



Rys. 20-16. Kompresor p. cz.

M — modulator zrównoważony; *F* — filtr mechaniczny; *W1* — dwustopniowy wzmacniacz p.cz.; *W2* — jednostopniowy wzmacniacz p.cz.; *W3* — wzmacniacz p.cz. ARW

Ponieważ ograniczanie może dać tak samo dobry wynik jak kompresja, należy zastanowić się, czy ze względu na znacznie bardziej złożone układy warto w ogóle stosować kompresję. Kompresor w stosunku do ogranicznika ma jedną zaletę. Polega ona na tym, że dla określonej poprawy zrozumiałości granicznej przebieg w.cz. poddany kompresji ma o około 6 dB mniej zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu oraz o około 12 dB mniej zniekształceń intermodulacyjnych piątego rzędu niż ograniczony przebieg w.cz. Zatem w warunkach lepszych od granicznych sygnał poddany kompresji będzie miał lepszą jakość. Jednak w obecności szumu każdy rodzaj zmiany parametrów sygnału zmienia charakter dźwięku. Silne ograniczanie i bardzo szybka kompresja powodują powstawanie zauważalnych zniekształceń. Dźwięki o małym poziomie, zawierające większość spółgłosek są nienaturalnie uwypuklane. Dźwięki oddechu oraz szum tła również nabierają większego znaczenia.

Przy zastosowaniu dużych wartości ograniczania lub szybkiej kompresji w celu wyeliminowania szumów tła jest pożądane stosowanie mikrofonów kasujących szum. Aby uniknąć strat mocy wskutek nadawania szumów w czasie przerw w mowie, niezbędny jest również skutecznie działający układ przełączania głosem[1]).

[1]) W literaturze angielskiej układy takie są oznaczane skrótami VOX (voice-operated) lub VOR (voice operated relay) (przyp. tłum.)

20-10. Zawężanie widma

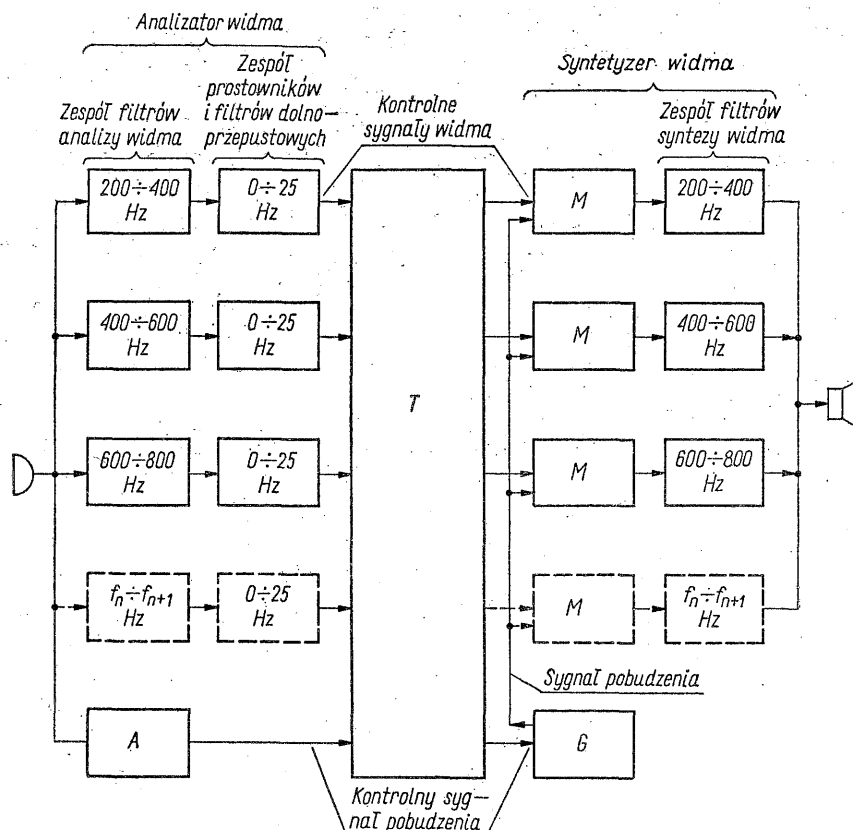
Najprostszym sposobem zawężania widma mowy jest zastosowanie prostego filtru ograniczającego większe i mniejsze częstotliwości akustyczne. Doświadczenia wykazały, że zawężenie szerokości pasma akustycznego do zakresu 200÷÷3200 Hz przy braku szumów zmniejsza średnią zrozumiałość słów tylko o 1%. Dalsze zawężanie pasma jest możliwe kosztem zmniejszenia średniej zrozumiałości. Na przykład zawężenie pasma do zakresu 200÷2000 Hz zmniejsza — przy braku szumów — średnią zrozumiałość słów o 5%.

W nieco bardziej wyszukanej metodzie [20-6] wykorzystuje się próbkowanie częstotliwościowe w kilku różnych punktach widma akustycznego. Prosty układ, złożony z sześciu filtrów o nominalnej szerokości pasma 200 Hz, rozmieszczonych co 600 Hz, daje zrozumiałość 85%. Całkowita szerokość widma nadawanego sygnału (bez zapasów) wynosi 1200 Hz.

Nieco bardziej złożona wersja zawiera tylko trzy kanały o szerokości około 200 Hz. Po stronie odbiorczej, w celu wytworzenia wstęg bocznych wokół każdego z nadawanych kanałów, jest zastosowany modulator zrównoważony. Do modulacji jest stosowana częstotliwość równa jednej trzeciej różnicy częstotliwości między częstotliwościami filtrów próbkujących. Tak więc, jeśli wybrać częstotliwości filtrów 500, 1250 oraz 2000 Hz, częstotliwość modulująca wyniesie 750 : 3, czyli 250 Hz. W ten sposób, na wyjściu modulatora zrównoważonego powstaną pasma częstotliwości wokół 250, 750, 1000, 1500, 1750 i 2250 Hz. Te pasma są z kolei mieszane z oryginalnymi pasmami 500, 1250 i 2000 Hz. W ten sposób nieciągłości w widmie zostają po stronie odbiorczej wypełnione, a zrozumiałość i naturalność mowy zostaje przywrócona. W tym systemie uzyskuje się zrozumiałość 90-procentową. Gdyby trzeba było skomprymować poszczególne trzy (lub więcej) kanały próbkujące, a następnie zbliżyć je do siebie, układ skomplikowałby się. W prostym rozwiązaniu można zwielokrotnić kilka sygnałów mowy przez bezpośrednie nakładanie pasm poddanych próbkowaniu.

Określenie wokoder (angielskie vocoder — voice coder) [20-7] odnosi się do systemu analizy i syntezy mowy, który wydobywa pewne informacje z wejściowego przebiegu mowy, przekazuje je do zacisków odbiorczych, gdzie są one wykorzystywane do syntetycznego odtwarzania mowy. Najlepiej opracowaną postacią wokodera jest wokoder kanałowy, którego schemat blokowy pokazano na rys. 20-17. W wokoderze tego typu obwiednia widma częstotliwości jest uzyskiwana przez pomiar energii w kilku sąsiednich częściach widma. Jest to dokonywane za pomocą zespołu 10 do 18 filtrów analizujących widmo. Ponieważ maksymalna szybkość zmiany energii na wyjściu każdego filtru odpowiada maksymalnej częstotliwości sylabowej (około 25 Hz), dynamiczna informacja o widmie może być nadawana w znacznie węższym pasmie niż oryginalna mowa. Wyjście każdego filtru analizującego widmo jest prostowane i podawane na filtr dolnoprzepustowy. Te zmieniające się napięcia stałe odpowiadające widmu są stosowane po stronie odbiorczej do regulacji wzmocnienia odpowiedniej liczby modulatorów. Po każdym modulatorze znajduje się filtr o szerokości pasma przepuszczania równej szerokości pasma odpowiadającego mu filtru analizującego. Wyjścia tych filtrów odbiorczych są sumowane w celu oddania oryginalnego widma mowy. Równocześnie sygnał wejściowy jest analizowany za pomocą analizatora funkcji pobudzania w celu określenia: 1) czy mowa jest dźwięczna czy bezdźwięczna, 2) jeśli mowa jest dźwięczna — określenia podstawowej częstotliwości głosu. Parametry te są nadawane do odbiornika, gdzie są wykorzystywane do sterowania genera-

tora funkcji pobudzania. Generator ten składa się z generatora impulsów skokowych, generatora szumów oraz z przełącznika wybierającego dźwięczny lub bezdźwięczny rodzaj pracy.

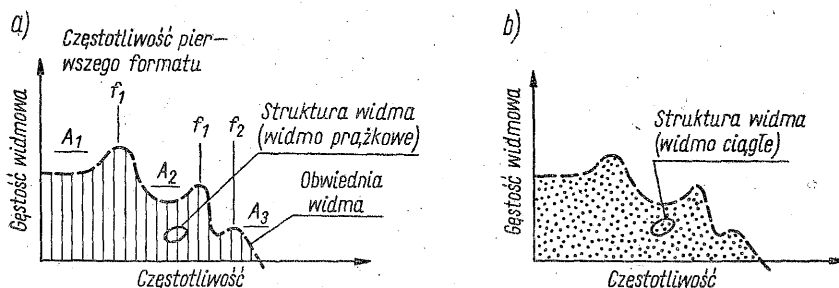


Rys. 20-17. Schemat blokowy wokodera kanałowego

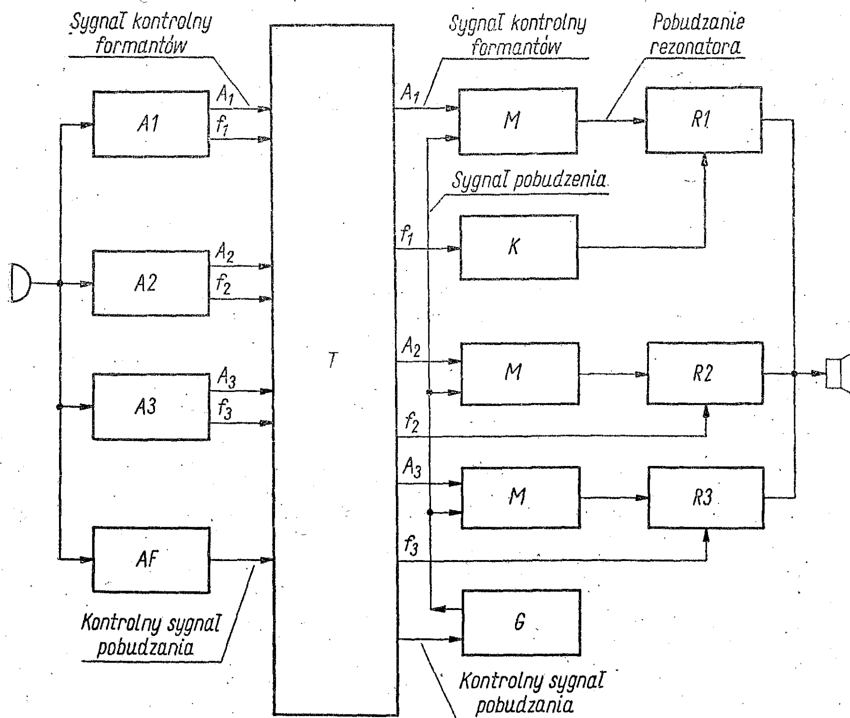
A — analizator funkcji pobudzania; *T* — łącze transmisyjne; *M* — modulator; *G* — generator funkcji pobudzania

W wokoderze kanałowym jest nadawana cała obwiednia widma mowy od około 200 do 3000 Hz. Jednak, jak to pokazano na rys. 20-18a, b, obwiednia widma może być określona za pomocą kilku częstotliwości rezonansowych oraz przyporządkowanych im współczynników tłumienia. Współczynniki tłumienia rezonansowych komór głosowych są głównie określone budową ludzkiego ciała i zmieniają się nieznacznie dla różnych osób lub dla różnych dźwięków mowy. W związku z tym obwiednia widma może być dostatecznie opisana rozmieszczeniem częstotliwości rezonansowych, zwanych formantami. Formanty te odpowiadają szczytom obwiedni widma, pokazanym na rys. 20-18a, b. Wykorzystując tę zasadę można skonstruować wokoder formantowy pokazany na rys. 20-19. Działanie jego jest podobne do działania wokodera kanałowego, z wyjątkiem tego, że dźwięk mowy jest aproksymowany na podstawie amplitud i częstotliwości formantów. Wymagana całkowita szerokość pasma i pojemność kanału jest równa w przybliżeniu połowie wartości wymaganej dla wokodera kanałowego. Jakość mowy z wokoderów formantowych jest nieco niższa niż jakość mowy z wokodera

kanałowego, przede wszystkim ze względu na trudności w dokładnym umiejscowieniu częstotliwości formantów. Od czasu do czasu częstotliwości formantów zachodzą na siebie lub zlewają się, a czasem częstotliwość formantu może jako taka nie występować, ponieważ harmoniczna dźwięku może nie pokrywać się ze szczytem obwiedni. Z tych powodów wokodery formantowe nie są tak powszechnie stosowane jak wokodery kanałowe.



Rys. 20-18. Chwilowy rozkład widma mowy, przedstawiający formanty



Rys. 20-19. Schemat blokowy wokodera formantowego

A1 — analizator pierwszego formantu; *A2* — analizator drugiego formantu; *A3* — analizator trzeciego formantu; *AF* — analizator funkcji pobudzania; *T* — łącze transmisyjne; *M* — modulator; *K* — kontrola częstotliwości rezonatora; *G* — generator funkcji pobudzania; *R1* — rezonator pierwszego formantu; *R2* — rezonator drugiego formantu; *R3* — rezonator trzeciego formantu

Aby wykorzystać radiokomunikację jednowstęgową jako łącze do przesyłania sygnału z wokodera, należy zastosować jakiś sposób zwielokrotnienia sygnałów z każdego filtru kanałowego. Ponieważ niezbędne jest przesyłanie poziomu napięcia stałego każdego sygnału, nie można stosować dla poszczególnych filtrów kanałowych nadawania jednowstęgowego bez fali nośnej. Nadawanie jednowstęgowe z resztką fali nośnej umożliwia natomiast przesyłanie poziomu napięcia stałego sygnału wyjściowego każdego filtru, przy nieznacznym poszerzeniu pasma. Stosując modulację jednowstęgową z resztką fali nośnej dla każdego z filtrów kanałowych, sygnał wyjściowy każdego filtru może być użyty do modulacji jednego z szeregu tonów odległych o wymaganą szerokość kanału. Powstające zmodulowane tony są dodawane w celu wytworzenia sygnału sumarycznego, zwielokrotnionego częstotliwościowo. Sygnał ten może być z kolei nadawany jednowstęgowo w taki sam sposób jak sygnał mowy nadawany w normalnym systemie jednowstęgowym, lecz przy znacznej oszczędności na szerokości pasma (cztery do pięciu razy dla wokodera kanałowego w stosunku do pasma zajmowanego przy nadawaniu nieprzetworzonych sygnałów mowy).

Literatura

20-1. K. L. Dumas: Understanding Microwave System Loading. *Electron. Industries*, September 1962, pp. 236–239.

20-2. Harvey Fletcher: Speech and Hearing in Communications, p. 1. D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N. J. 1953.

20-3. J. Dukes: The Effects of Severe Amplitude Limitation on Certain Types of Random Signal; A Clue to the Intelligibility of „Infinitely" Clipped Speech. *Proc. Inst. Elec. Engrs.* (London), vol. 102, Pt. C, p. 88, November 1954.

20-4. S. S. Stevens: Handbook of Experimental Psychology, pp. 1058–1063. John Wiley and Sons, Inc., New York 1951.

20-5. R. L. Craiglow, N. R. Getzin, R. A. Swanson: Power Requirements for Speech Communication Systems. *IRE Trans. Audio*, November–December 1961, pp. 186–190.

20-6. J. Das: Bandwidth Compression of Speech. *Electron. Technol.*, August 1961, pp. 298–300.

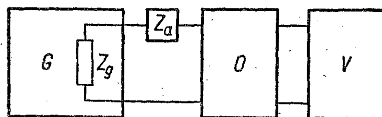
20-7. Homer Dudley: The Vocoder, *Bell Lab. Record*, December 1939, pp. 122–126.

21. BADANIA I POMIARY ODBIORNIKÓW[1]

Istnieje pewna ilość zasadniczych badań odbiornika, które muszą być przeprowadzone w celu stwierdzenia, czy działa on poprawnie i jak będzie się zachowywał w czasie normalnej eksploatacji. Między innymi do takich badań należą niezależne pomiary różnych parametrów, jak np. selektywności, stabilności i zniekształceń. Pomiary te mogą być przeprowadzane w różny sposób; nie wszystkie pomiary odbiornika są ujęte w odpowiednich normach. Badania oraz metody pomiarów opisane w tym rozdziale są jednak szeroko stosowane w przemyśle[2].

21-1. Czułość

Czułość odbiornika mówi o jego zdolności odbierania słabych sygnałów przy określonej wartości stosunku sygnał/szum. Jako źródło sygnału w.cz. służy generator sygnałowy pokrywający zakres częstotliwości pracy badanego odbiornika i mający możliwość zmiany amplitudy napięcia w.cz. Przy pomiarach czułości odbiornika jednowstęgowego dobiera się poziom fali nośnej na wyjściu generatora sygnałowego w ten sposób, aby uzyskać żądany stosunek sygnał/szum. Powtarzając ten pomiar dostateczną ilość razy w zakresie częstotliwości pracy odbiornika, uzyskujemy wykres czułości odbiornika w funkcji częstotliwości. Układ do takich pomiarów zestawiony według rys. 21-1 jest bardzo prosty. Przy włączonej



Rys. 21-1. Układ pomiarowy do mierzenia czułości odbiorników
G — generator sygnałowy; O — odbiornik badany; V — miernik wyjściowy wartości skutecznej; $Z_a + Z_g$ — impedancja anteny

lokalnej częstotliwości demodulującej odbiornika mierzy się napięcie szumów na wyjściu odbiornika za pomocą miernika wartości skutecznej. Następnie dostraja się generator sygnałowy do pasma przenoszenia odbiornika w ten sposób, aby uzyskać na wyjściu ton akustyczny o częstotliwości 400 lub 1000 Hz i dobiera się poziom wyjściowy generatora tak, aby uzyskać określoną wartość stosunku sygnał+szum/szum (zwykle 10 dB)[3] i odczytuje się wartość napięcia wejścio-

[1] Ujednolicaniem metod pomiarowych urządzeń profesjonalnych zajmuje się w Polsce Instytut Łączności (przym. tłum.).
[2] W Polsce obowiązuje norma PN-64/T-04500: Odbiorniki radiofoniczne. Typowe metody pomiarów własności elektrycznych i elektroakustycznych (przyp. tłum.).
[3] Obecnie najczęściej stosuje się wartość 20 dB (przyp. tłum.).

wego. Dla poprawnego pomiaru istotne jest, aby odbiornik pracował w liniowym zakresie charakterystyki wzmocnienia, tzn. z sygnałami wejściowymi leżącymi poniżej wartości progu działania ARW. Impedancja wewnętrzna generatora musi odpowiadać impedancji anteny, przystosowanej do danego odbiornika.

Występują czasami nieścisłości w określaniu poziomu napięcia generatora sygnałowego. Odczytana na nim wartość poziomu może być określona jako SEM w.cz. występująca na otwartych zaciskach wyjściowych generatora lub jako napięcie w.cz. występujące na wejściu odbiornika dopasowanego do wyjścia generatora. Mamy więc dwie wartości pozostające w stosunku 2 : 1. Niezgodność odczytu czułości, wynikającą z różnego wyskalowania generatorów, wymaga przy podawaniu wartości czułości określenia, czy chodzi o SEM generatora, czy napięcie na wejściu odbiornika.

W obu omówionych wypadkach wypadkowa impedancja wewnętrzna generatora sygnałowego (łącznie z anteną sztuczną) była dopasowana do impedancji wejścia antenowego odbiornika.

Należy zauważyć, że w przypadku jeśli wejściowa impedancja odbiornika różni się od wypadkowej impedancji wewnętrznej generatora wraz z anteną sztuczną, rzeczywiste napięcie sygnału na wejściu nie będzie równe połowie SEM generatora. Jeśli nie jest to specjalnie wymagane, należy stosować określanie czułości przez podanie SEM generatora, bowiem określenie to odpowiada normom IRE [21-1].

Czynnikami powodującymi, że czułość odbiornika jednowstęgowego jest zwykle większa od czułości odbiornika AM są: dwukrotnie mniejsza szerokość pasma w.cz. odbiornika SSB oraz 100% głębokości modulacji w przeciwieństwie do 30% głębokości modulacji, przy której zwykle dokonuje się pomiaru czułości odbiornika AM. Te dwa czynniki powodują w rezultacie 13 dB przewagę w czułości odbiornika SSB nad w zasadzie identycznym odbiornikiem AM.

Detektor stosowany w odbiorniku AM pracuje zdecydowanie nieliniowo przy małych poziomach sygnału. W związku z tym pomiar czułości powinien być przeprowadzany bez wyłączania fali nośnej, lecz tylko z wyłączaniem modulacji. Iloczynowy demodulator stosowany w odbiornikach SSB nie wykazuje własności progowych. Dlatego też pomiar czułości odbiornika SSB polega na porównaniu poziomów wyjściowych przy obecności i braku sygnału wejściowego. Może być stosowane również badanie czułości za pomocą sygnału dwuczęstotliwościowego, ale metoda ta nie jest specjalnie popularna, ponieważ różnica między tymi dwiema metodami polega tylko na tym, że wynik uzyskany tą metodą różni się od wyniku uzyskanego poprzednią metodą o 3 dB. Prościej więc jest przeliczyć wynik uzyskany metodą jednoczęstotliwościową na odpowiadającą mu wartość przy pomiarze metodą dwuczęstotliwościową.

W celu wygodniejszego porównywania odbiorników mających różne pasma przenoszenia używa się powszechnie pojęcia współczynnika szumów odbiornika, określającego czułość odbiornika niezależnie od szerokości jego pasma. Jak omówiono w rozdz. 17, współczynnik szumów związany jest z czułością odbiornika zależnością

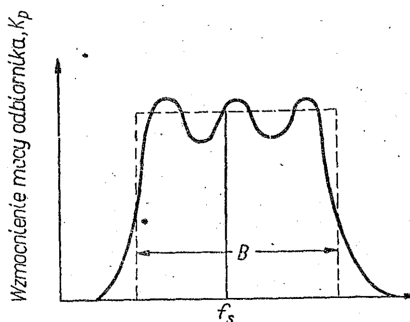
$$F = \frac{E_{gen}^2}{4R_{gen}\,\mathrm{k}T_0\,Bn}$$

w której:

E_{gen} — SEM generatora [V];
n — stosunek sygnał/szum [(nie sygnał + szum)/szum;]

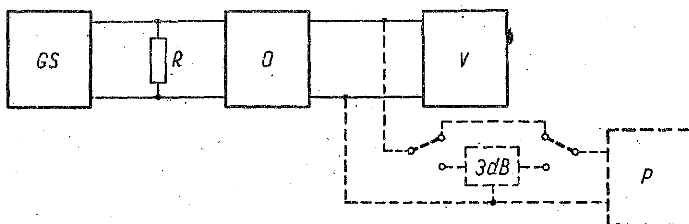
R_{gen} — rezystancja generatora [Ω];
k — stała Boltzmanna, k = 1,37·10^{-23}J/°K;
T_0 — temperatura [°K];
B — skuteczna szerokość pasma [Hz].

Na rysunku 21-2 zilustrowano sposób definiowania w powyższym wzorze szerokości pasma. Szerokość ta odpowiada szerokości prostokąta mającego powierzchnię równą powierzchni pod krzywą wzmocnienia mocy odbiornika oraz wysokość odpowiadającą częstotliwości, przy której dokonuje się pomiaru czułości. Czasami szerokość pasma jest określana szerokością prostokąta o takiej samej powierzchni, lecz o wysokości równej maksymalnej wartości wzmocnienia mocy odbiornika w zakresie jego krzywej przenoszenia. W takim przypadku



Rys. 21-2. Pasmo szumów odbiornika

oczywiście stosunek sygnał/szum dla krzywej o pofalowanym wierzchołku będzie zależał od tego, czy dokonujemy pomiaru przy częstotliwości, gdzie występuje maksimum czy minimum sygnału. Jednak szumy na wyjściu są proporcjonalne do powierzchni pod krzywą i dla określonej powierzchni współczynnik szumów jest niezależny od jej kształtu. Wskutek tego, ponieważ w powyższym równaniu E_{gen} może zależeć od położenia punktu pomiarowego w pasmie przenoszenia, odpowiednio musi również zmieniać się B, bowiem wszystkie pozostałe składniki wyrażenia są stałe.



Rys. 21-3. Układ do pomiaru współczynnika szumów

GS — generator szumów; *O* — badany odbiornik; *V* — miernik wyjściowy wartości skutecznej; *P* — miernik mocy wyjściowej

W pomiarze czułości odbiornika SSB wg powyższej metody istnieje konieczność określenia jego pasma przenoszenia. Ze względu na tę niedogodność stosuje się inną, prostszą metodę pomiaru współczynnika szumów. W metodzie tej stosuje się diodowy generator szumów. Blokowy schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 21-3. Średnia kwadratowa wartość prądu szumów dla diody

nasyconej wynosi

$$i_{sz}^2 = 2eI_a B$$

przy czym:

e — ładunek jednego elektronu [C];
I_a — prąd anodowy [A];
B — szerokość pasma [Hz].

Opornik R, który ma za zadanie dopasowywać wejście odbiornika do określonej anteny także wytwarza szumy. Wypadkowa moc szumów z generatora i opornika jest określona wzorem

$$P_{sz} = i_{sz}^2 R + \frac{u_{sz}^2}{R} = 2eI_a BR + 4kT_0 B$$

w którym:

i_{sz} — prąd szumów generatora;
u_{sz} — napięcie szumów opornika R.

Przy wyłączonym żarzeniu diody szumowej oraz przy wejściu odbiornika zamkniętym opornikiem R, wyjściowa moc szumów wyniesie

$$4kT_0 BK_p F$$

przy czym:

K_p — wzmocnienie mocy odbiornika;
F — współczynnik szumów.

Jeśli teraz załączy się prąd żarzenia diody szumowej i zwiększa go aż moc wyjściowa odbiornika wzrośnie dwukrotnie, zwiększenie mocy szumów wynosi: $2eI_a BR$, a zatem

$$K_p (2eI_a BR + 4kT_0 F) = 2 \cdot 4kT_0 BK_p F$$

$$F = \frac{eI_a R}{2kT_0}$$

W temperaturze pokojowej $\frac{e}{2kT_0} = 20$, wobec czego $F = 20I_a R$ lub w decybelach

$$F_{dB} = 10 \log 20I_a R$$

Można zauważyć, że do wzoru określającego współczynnik szumów nie wchodzi szerokość pasma i dlatego współczynnik szumów jest bardziej ogólnym parametrem, umożliwiającym porównywanie różnych odbiorników.

Jeśli na wyjściu odbiornika w układzie z rys. 21-3 stosujemy miernik wartości skutecznej lub miernik dokładnie liniowy, współczynnik szumów jest określony przyrostem poziomu wyjściowego generatora szumów, któremu odpowiada 3 dB wzrost wskazań miernika bądź dwukrotne zwiększenie mocy wyjściowej. W przypadku gdy miernik nie reaguje na wartość skuteczną lub jego charakterystyka nie jest znana, w układzie z rys. 21-3 można zastosować alternatywną metodę pomiarową (linia przerywana), w której wykorzystuje się tłumik 3 dB przełączany wg powyższego schematu. W tym przypadku, ponieważ zastosowany miernik służy jedynie jako wskaźnik, jego charakterystyka nie ma znaczenia.

21-2. Selektywność

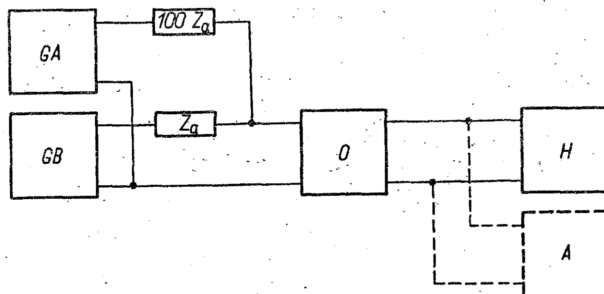
Pomiar selektywności odbiornika jednowstęgowego jest podobny do pomiaru selektywności odbiornika AM. Niemodulowany generator sygnałowy dostrajamy kolejno do poszczególnych częstotliwości pasma i mierzymy względną charakterystykę tłumienia. Poziomy wejściowe muszą leżeć poniżej wartości odpowiadających progowi działania ARW lub ARW musi być odłączona, a w pętli ARW musi być ustalona określona wartość napięcia stałego. Jest to szczególnie ważne w tych odbiornikach, w których selektywność obwodów w torze ARW różni się od selektywności obwodów w torze sygnału. Jeśli o selektywności odbiornika decyduje jeden filtr, powyższe środki ostrożności nie są konieczne. W czasie pomiarów dostrajamy generator do wybranej częstotliwości i zmieniamy jego poziom wyjściowy tak, aby uzyskać odpowiednią wartość na wyjściu. Sygnał m.cz. na wyjściu oprócz informacji amplitudowej może być wykorzystany również do otrzymywania informacji o częstotliwości sygnału wejściowego. Poprzez podłączenie na wyjście małej częstotliwości częstościomierza liczącego, a następnie, w zależności od tego, czy zdejmujemy charakterystykę selektywności górnej, czy dolnej wstęgi, dodając lub odejmując wskazaną częstotliwość od (zwykle znanej) częstotliwości nośnej, otrzymujemy rzeczywistą częstotliwość pomiarową. Jeśli za poziom odniesienia przyjmujemy poziom wyjściowy m.cz., do wynikowej selektywności będzie wchodzić selektywność toru m.cz. badanego odbiornika. W przypadku oddzielnych wymagań, osobnych dla charakterystyk selektywności części w.cz. i m.cz. odbiornika, w czasie pomiaru toru w.cz. woltomierz w.cz. podłączamy do ostatniego stopnia p.cz. i jego wskazania uważamy za poziom odniesienia. Należy zwrócić szczególną uwagę, aby nie wywoływać niepożądanego oddziaływania zwrotnego w.cz. pochodzącego od ostatniej heterodyny, mogącego wpływać na wartość mierzonego w tym punkcie poziomu. Do określenia częstotliwości pomiarowej generatora sygnałowego może być stosowany falomierz (częstościomierz) liczący w.cz.

Jeśli selektywność wejściowych obwodów rezonansowych w zauważalny sposób wpływa na wypadkową selektywność odbiornika, pomiar selektywności powinien być przeprowadzony dla kilku różnych częstotliwości zakresu. W czasie pomiarów selektywności przy dużych odstrojeniach, dla których tłumienie obwodów rezonansowych jest znaczne, mogą wystąpić trudności pomiarowe wywołane tzw. blokowaniem odbiornika. Poziom, przy którym występuje blokowanie, jest określony wzmocnieniem odbiornika do tego miejsca układu, w którym następuje zasadnicze zwiększenie jego selektywności. W takim przypadku odbiornik powinien być badany na blokowanie przez jednoczesne podanie na wejście dwóch sygnałów, z których jeden leży w pasmie przenoszenia odbiornika, a jego wartość znajduje się poniżej progu działania ARW, natomiast drugi stanowi silny sygnał blokujący odstrojony od pasma przenoszenia. Pomiar polega na określeniu wartości odstrojenia tego sygnału i jego wartości w chwili, gdy wzmocnienie odbiornika dla sygnału żądanego zaczyna maleć. Często w celu rozróżnienia obu sygnałów konieczne jest stosowanie analizatora widma.

21-3. Modulacja skrośna

Modulacja skrośna w odbiorniku powstaje wtedy, kiedy pożądany sygnał, leżący wewnątrz pasma przepuszczania odbiornika, jest modulowany sygnałem niepożądanym leżącym na zewnątrz tego pasma. Przyjmuje się, że różnice częstotliwości

nośnych sygnału żądanego i zakłócającego nie są tak małe, aby poziom napięcia wyjściowego o częstotliwości dudnień był porównywalny z poziomem napięcia przesłuchu wywołanego modulacją skrośną. Sygnał niepożądany musi mieć wystarczająco dużą amplitudę, aby wprowadzić niektóre stopnie odbiornika w zakres pracy nieliniowej i wywołać zjawisko modulacji skrośnej. Znanych jest kilka różnych metod pomiarowych umożliwiających przeprowadzenie badania modulacji skrośnej. Jedną z nich jest metoda bardzo podobna do konwencjonalnej metody pomiaru modulacji skrośnej stosowanej w odbiornikach AM. W metodzie tej dwa generatory sygnałowe są podłączone do odbiornika w sposób pokazany na rys. 21-4. Ciągły sygnał o wymaganym poziomie odniesienia z generatora *B*



Rys. 21-4. Układ do pomiaru modulacji skrośnej odbiornika
GA — generator sygnałowy *A*; *GB* — generator sygnałowy *B*; *O* — badany odbiornik; *H* — miernik zniekształceń; *A* — analizator widma

jest podawany na odbiornik poprzez układ separujący. Układ separujący może składać się z dużej rezystancji, zapobiegającej możliwości wzajemnego oddziaływania oraz zniekształceniom w obrębie samych generatorów. Sygnał z generatora *A* jest podawany do wejścia odbiornika poprzez typową antenę sztuczną. Początkowo ustawia się pożądany poziom sygnału generatora *A*, następnie odstraja się generator *A*, natomiast generator *B* dostraja się do częstotliwości żądanej i ustala się jego poziom wyjściowy tak, aby napięcie na wyjściu odbiornika miało tę samą wartość, jakiej początkowo dostarczał generator *A*. Miernik zniekształceń nieliniowych (typu mostkowego) załączony na wyjściu odbiornika regulujemy tak, aby zrównoważyć składową żądanej częstotliwości. Następnie generator *A* modulowany w amplitudzie z głębokością 30% dostrajamy do częstotliwości niepożądanej i zwiększamy jego poziom wyjściowy do chwili, w której miernik zniekształceń wskaże założoną liczbę decybeli, określającą odstęp poziomu składowych modulacji skrośnej od poziomu żądanego sygnału odniesienia. Odstęp ten, zwany współczynnikiem modulacji skrośnej, wybiera się zazwyczaj w granicach od —10 do —40 dB. Stałość częstotliwości generatora *B* musi być bardzo dobra, aby zmiany jego częstotliwości (a więc i częstotliwości na wyjściu odbiornika) nie spowodowały niezrównoważenia miernika zniekształceń.

Należy zwrócić uwagę na dobór częstotliwości sygnału żądanego i częstotliwości modulującej sygnału niepożądanego. Proces modulacji skrośnej wytwarza prążki boczne leżące wokół sygnału żądanego i oddalone od niego o częstotliwość modulującą sygnału niepożądanego. Wszystkie trzy sygnały: żądany i dwa prążki niepożądane muszą leżeć wewnątrz pasma odbiornika. Także odstęp częstotliwości między sygnałem żądanym a prążkami bocznymi powinien być dobrany w ten sposób, aby miernik zniekształceń mógł wyeliminować składową o częstotliwości

żądanej przy jednoczesnym braku tłumienia prążków bocznych. Z tych powodów jest wskazane ustawienie częstotliwości sygnału żądanego w środku pasma przenoszenia oraz stosowanie możliwie dużej częstotliwości modulującej w amplitudzie sygnał niepożądany, ale takiej, aby powstające prążki boczne mieściły się zarówno w zakresie pracy miernika zniekształceń jak i pasma przenoszenia odbiornika. Przykładowo przyjmijmy odbiornik o płaskim pasmie przenoszenia w zakresie od 400 do 3200 Hz. Częstotliwość sygnału żądanego najlepiej dobrać w ten sposób, aby uzyskać na wyjściu sygnał m.cz. 1800 Hz. Jeśli miernik zniekształceń ma płaską charakterystykę przenoszenia rozciągającą się od 400 do 3200 Hz (z wyjątkiem zakresu leżącego wokół tłumionej częstotliwości podstawowej), należy za częstotliwość modulującą generatora *A* przyjąć wartość 1400 Hz.

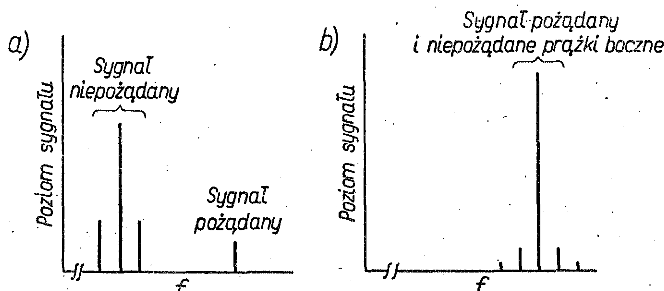
Należy zauważyć, że wynik pomiaru współczynnika modulacji skrośnej (mierzonej miernikiem wartości skutecznej) będzie o 3 dB mniejszy niż wynik uzyskany przy pomiarze identycznego odbiornika AM. Spowodowane to jest tym, że w odbiorniku AM jako żądany sygnał (generator *B*) stosuje się napięcie modulowane z głębokością 30%, podczas gdy w czasie pomiaru odbiornika SSB sygnał żądany jest o 10 dB większy od koherentnej sumy prążków bocznych sygnału AM, dających na wyjściu m.cz. ten sam poziom napięcia. Pozostałe 3 dB wynikają z tego, że zakłócające prążki boczne dodają się koherentnie tylko w odbiorniku AM, a nie dodają się w odbiorniku SSB.

Możliwe są inne sposoby pomiaru współczynnika modulacji skrośnej. Na przykład można zastosować analizator widma m.cz., co ilustruje rys. 21-4. Pomiar może być w tym przypadku przeprowadzony w ten sposób, że analizator dostraja się do górnego lub dolnego prążka będącego wynikiem modulacji skrośnej. Metoda ta wymaga, aby generator *A* był pozbawiony pasożytniczej modulacji FM, bowiem tylko w tym przypadku amplitudy obu prążków są jednakowe. W celu otrzymania współczynnika modulacji skrośnej, do wartości odczytanej ze wskazań analizatora widma należy dodać 3 dB. Jeśli np. wymagany współczynnik modulacji skrośnej wynosi −20 dB, wskazanie analizatora widma akustycznego powinno wynosić −23 dB poniżej poziomu sygnału żądanego. W porównaniu z układem z miernikiem zniekształceń wyposażonym we wskaźnik wartości skutecznej różnica ta wynika stąd, że miernik zniekształceń mierzy sumę prążków bocznych, która jest o 3 dB większa od poziomu każdego prążka mierzonego oddzielnie. Jeśli jest to wymagane, analizator widma m.cz. może być zastąpiony analizatorem widma w.cz. W tym przypadku analizator podłącza się do ostatniego stopnia częstotliwości pośredniej, a pomiar przeprowadza się w podobny sposób.

Przy zastosowaniu analizatora panoramicznego można wykryć obecność prążków modulacji skrośnej piątego i wyższych rzędów. Jednak w przypadku istnienia znacznej ilości produktów piątego i wyższych rzędów zachodzi konieczność modulowania generatora częstotliwości niepożądanej (zakłócającej) mniejszą częstotliwością, tak aby prążki boczne różniące się od częstotliwości sygnału żądanego o ±2 lub ±3-krotną wartość częstotliwości modulującej były przenoszone przez pasmo wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Na rys. 21-5 pokazano wejściowe i wyjściowe widmo sygnału występujące w tego typu pomiarach.

Omówione metody pomiarowe mogą być uważane za badania wpływu sygnału zakłócającego o modulowanej amplitudzie na pracę odbiornika jednowstęgowego. Do pomiaru odbiorników SSB można również opracować układ z wykorzystaniem dwuczęstotliwościowego sygnału zakłócającego w.cz. o różnicy częstotliwości składowych leżącej w pasmie akustycznym. Układ pomiarowy jest podobny do układu podanego na rys. 21-4 z wyjątkiem generatora *A*, który musi być zastą-

piony źródłem sygnału dwuczęstotliwościowego o jednakowych amplitudach obu składowych. Obowiązują tutaj te same wymagania dotyczące umieszczenia sygnału żądanego w środku pasma przenoszenia. Jednak w tym przypadku odstęp między częstotliwościami sygnału dwuczęstotliwościowego powinien wynosić połowę

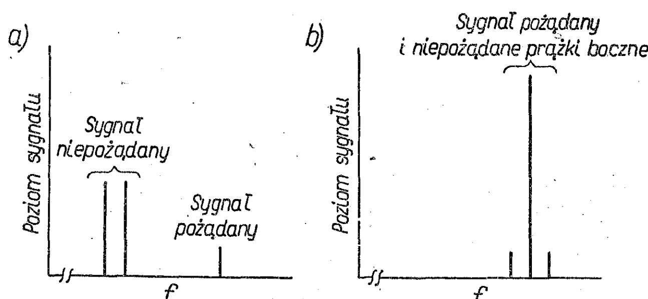


Rys. 21-5. Widmo zniekształceń modulacji skrośnej w sygnale AM: a) widmo wejściowe; b) widmo wyjściowe

płaskiego odcinka pasma przenoszenia pośredniej częstotliwości, czyli dla przykładu opisanego powyżej — 1400 Hz. Wynika to z faktu, że składowe modulacji skrośnej mają częstotliwości:

$$f_a+f_{bg}-f_{bd} \qquad f_a-f_{bg}+f_{bd}$$

przy czym: f_a oznacza sygnał żądany, f_{bg} jest większą, a f_{bd} — mniejszą z częstotliwości sygnału zakłócającego. A zatem wytworzony górny prążek ma częstotliwość równą sumie częstotliwości sygnału żądanego i różnicy między częstotliwościami sygnałów niepożądanych, natomiast dolny prążek ma częstotliwość równą różnicy częstotliwości sygnału żądanego i częstotliwości różnicowej składowych sygnału niepożądanego. Na rys. 21-6 przedstawiono widma sygnału wejściowego i wyj-



Rys. 21-6. Widmo zniekształceń modulacji skrośnej sygnału SSB: a) widmo wejściowe; b) widmo wyjściowe

ściowego występujące w takim pomiarze. Poziom prążków bocznych może być określony za pomocą pomiarów podobnych jak przy badaniu modulacji skrośnej sygnałem AM. Jeśli wymagane jest przeprowadzenie pomiarów składowych modulacji skrośnej wyższych rzędów, odstęp między częstotliwościami sygnału

zakłócającego powinien być zmniejszony tak, aby interesujące składowe, położone wokół sygnału żądanego w odległościach wynoszących wielokrotność (±2, ±3 itd. odstępu składowych sygnału zakłócającego) leżały w pasmie przenoszenia odbiornika.

Ponieważ, jak wykazano w rozdz. 18, istnieje określona zależność między składowymi intermodulacji a składowymi modulacji skrośnej, opisane dwie metody pomiaru modulacji skrośnej są ściśle związane, jeżeli nieliniowość jest trzeciego rzędu, amplituda niepożądanego sygnału modulowanego z głębokością 30% jest równa amplitudzie jednej ze składowych dwuczęstotliwościowego sygnału zakłócającego oraz warunki pracy (takie jak np. napięcie ARW) elementów nieliniowych są identyczne w obu przypadkach. W tych warunkach stosunek współczynnika modulacji skrośnej odbiornika AM mierzonego z detektorem AM do współczynnika modulacji skrośnej odbiornika SSB mierzonego analizatorem widma wynosi 2 : 1, ponieważ dwa koherentnie dodane prążki boczne w przypadku AM mają dwukrotnie większą amplitudę w stosunku do pierwszego z dwóch prążków zakłócających w przypadku SSB. Jeśli jednak wziąć pod uwagę oba prążki boczne powstające przy badaniu zakłócającym sygnałem SSB, współczynnik modulacji skrośnej AM będzie tylko 1,4 raza (3 dB) większy od współczynnika modulacji skrośnej SSB. Ponieważ układy nieliniowe mają zwykle krzywiznę wyższego rzędu, wartość współczynnika przy wyrazie rozwinięcia trzeciego rzędu będzie zależała od zmian amplitudy sygnału. Dlatego też bardziej dokładne jest dokonanie porównania przy różnych maksymalnych wartościach napięcia na wejściu. Dla przypadku sygnału zmodulowanego amplitudowo z głębokością 30%, maksymalna wartość chwilowa napięcia obwiedni wynosi 1,3 amplitudy napięcia częstotliwości nośnej. Natomiast w przypadku sygnału dwuczęstotliwościowego o równych amplitudach maksymalna wartość chwilowa napięcia obwiedni jest dwukrotnie większa od amplitudy jednej ze składowych. W tych warunkach bardziej dokładne jest sformułowanie, że jeśli amplituda jednej z dwóch składowych jest równa 0,65 amplitudy obwiedni zakłócającego sygnału z modulacją amplitudy, stosunek współczynnika modulacji skrośnej AM i badanego dwuczęstotliwościowo współczynnika modulacji skrośnej SSB wynosi 4,74 : 1. A zatem odbiornik AM ma o 13,5 dB większy współczynnik modulacji skrośnej od odbiornika SSB oraz o 10,5 dB większy, jeśli bierzemy pod uwagę obie wstęgi boczne wytwarzane w czasie badania jednowstęgowego.

Poprzednio wykazano, że pomiar odbiornika SSB za pomocą zakłócającego sygnału zmodulowanego amplitudowo, poprzez eliminację sygnału żądanego daje na wyjściu wynik mniejszy o 13 dB od wyniku uzyskanego z pomiaru odbiornika AM. Z porównania tej metody pomiaru modulacji skrośnej i metody dwuczęstotliwościowej widać, że wyniki są podobne, jeśli jako poziom odniesienia w czasie pomiaru dwuczęstotliwościowego jest przyjęty poziom jednej z dwóch składowych sygnału zakłócającego. W przypadku gdy poziomem odniesienia są dwa tony zsumowane razem (co występuje, jeśli na wyjściu będziemy mierzyć poziom miernikiem zniekształceń), zakłócający sygnał zmodulowany amplitudowo odebrany przez odbiornik SSB spowoduje o 3,5 dB mniejsze zniekształcenia niż w przypadku dwuczęstotliwościowego sygnału zakłócającego o maksymalnej wartości chwilowej obwiedni, równej maksymalnej wartości chwilowej obwiedni sygnału zmodulowanego amplitudowo do głębokości 30%.

W celu określenia punktów, w których występuje w odbiorniku modulacja skrośna, badania tej modulacji prowadzi się przy różnych częstotliwościach z obu stron przenoszonego pasma. Na rys. 17-14 przedstawiono typową krzywą

modulacji skrośnej. Pomiar powinien być dokonany dla różnych poziomów sygnału żądanego. Ponieważ charakterystyka modulacji skrośnej odbiornika bardzo zależy od jego selektywności, badania powinny być prowadzone przy różnych częstotliwościach zakresu w.cz. danego odbiornika.

21-4. Blokowanie

W czasie pomiarów modulacji skrośnej można zauważyć, że sygnał żądany jest zmniejszany (tłumiony) przez silny sygnał zakłócający. Zjawisko to jest nazywane blokowaniem lub zmniejszeniem czułości odbiornika. Silny sygnał prostowany w obwodzie siatka-katoda lub baza-emiter powoduje zmniejszenie czułości. W dodatku, jeśli stopień ten jest regulowany, przez obwód ARW może przechodzić ujemne przedpięcie do innych stopni, wywołując w nich takie zmniejszenie wzmocnienia. Blokowanie tego typu najprościej można zmierzyć w układzie podobnym do układu pokazanego na rys. 21-4. Jedyną różnicą będzie w tym przypadku zastosowanie przebiegu niemodulowanego jako sygnału zakłócającego. Na określonych częstotliwościach poziom sygnału niepożądanego ustawia się w ten sposób, aby uzyskać określone zmniejszenie sygnału żądanego zwykle o wartość 1÷3 dB. Pomiar jest powtarzany w różnych punktach po obu stronach przenoszonego pasma odbiornika. W celu zabezpieczenia się przed wystąpieniem zakłóceń dudnieniowych z sygnałem niepożądanym, sygnał żądany może być mierzony przy zastosowaniu filtru lub analizatora m. cz. Pomiar powinien być wykonywany przy różnych częstotliwościach zakresu odbiornika, ponieważ selektywność obwodów w. cz. ma decydujący wpływ na kształt krzywej blokowania.

Podczas pomiarów blokowania można zauważyć, że poziom szumów odbiornika może wzrastać w obecności silnego sygnału zakłócającego. Szumy te mogą pochodzić z widma leżącego poza pasmem generatora sygnałowego lub z heterodyn odbiornika, lub obu źródeł jednocześnie. W przypadku gdy generator sygnałowy ma szumy leżące w pasmie przenoszenia odbiornika, podlegają one detekcji w taki sam sposób jak jakikolwiek inny sygnał. Tak samo, jeśli jedna lub więcej z heterodyn odbiornika ma szumy poza pasmem, silny sygnał zakłócający, który może łatwo przejść przez stopnie w. cz. o stosunkowo szerokim pasmie, a nawet przez pierwszy wzmacniacz p. cz., zdudnia się w mieszaczach z szumami pozapasmowymi heterodyny i może wytworzyć częstotliwość pośrednią, leżącą w pasmie przenoszenia odbiornika. Występuje to często w przypadku, gdy heterodyny odbiornika są uzyskiwane z układów syntezy, zwłaszcza wtedy, kiedy częstotliwość heterodyny jest duża w stosunku do częstotliwości wzorca. Niewielka modulacja częstotliwości wzorca wywołana przydźwiękiem lub szumem zostanie przemnożona przez stosunek częstotliwości heterodyny do częstotliwości wzorca. Załóżmy przykładowo, że wzorzec o częstotliwości 1 MHz ma prążki boczne pierwszego rzędu wywołane modulacją tętnieniami o poziomie 100 dB poniżej poziomu częstotliwości pożądanej. Jeśli częstotliwość heterodynująca 10 MHz jest synchronizowana tym wzorcem i nie wytwarza własnych prążków bocznych wywołanych tętnieniami, to na jej wyjściu prążki boczne będą leżały już tylko 80 dB poniżej poziomu sygnału. W mieszaczu odbiornika prążki te (wywołane przydźwiękiem) stanowią słaby sygnał, natomiast silny sygnał zakłócający działa jak napięcie heterodyny. Dlatego też prążki boczne pochodzące od przydźwięków i szumów, które występują jako odpowiednie różnice od częstotliwości heterodyny, będą zamienione na częstotliwość pośrednią.

Jeśli występuje ten efekt, powinna być przeprowadzona analiza widma wytwarzanego przez heterodyny i generator sygnałowy.

21-5. Zniekształcenia liniowe

W odbiorniku jednowstęgowym pomiar selektywności jest jednocześnie pomiarem charakterystyki przenoszenia. Jeśli selektywność jest mierzona na wyjściu m.cz. odbiornika, nie potrzeba przeprowadzać żadnych innych pomiarów charakterystyki przenoszenia. W przypadku gdy wymaga się niezależnego określenia charakterystyki przenoszenia w torze w. cz. i w torze m. cz., krzywą przenoszenia małej częstotliwości należy zmierzyć oddzielnie. Z powodu znacznego wpływu filtru wyjściowego demodulatora na wypadkową charakterystykę przenoszenia, pomiar powinien być przeprowadzony w ten sposób, aby demodulator mierzyć razem z częścią małej częstotliwości. W tym celu do określenia krzywej selektywności należy doprowadzić do wejścia demodulatora sygnał p. cz. o stałej amplitudzie i zmieniając jego częstotliwość mierzyć napięcie na wyjściu m. cz. odbiornika. Następnie mierzy się krzywą przenoszenia w. cz. od wejścia antenowego do wejścia demodulatora, jak to omówiono w p. 21-2.

21-6. Zniekształcenia nieliniowe

Zniekształcenia nieliniowe powstające w odbiorniku jednowstęgowym są dwojakiego rodzaju: harmoniczne i intermodulacyjne. Stopnie w. cz. odbiornika, aż do demodulatora, mogą być przyczyną powstawania jedynie zniekształceń intermodulacyjnych. Przy podaniu dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego o częstotliwościach składowych f_1 i f_2, nieliniowe stopnie w. cz. będą wytwarzać składowe o następujących częstotliwościach: $2f_2-f_1$, $2f_1-f_2$, $3f_2-f_1$, $3f_1-f_2$, $4f_2-3f_2$ itd. Składowe zniekształceń $f_1 \pm f_2$, $2f_1 \pm 2f_2$, $3f_1 \pm 3f_2$, $2f_1 \pm 4f_2$ itd. oraz $2f_1$, $3f_1$, $4f_1$, $2f_2$, $3f_2$, $4f_2$ itd. leżą poza pasmem przenoszenia w. cz. i nie pojawiają się na wyjściu odbiornika. Udział układów w. cz. w zniekształceniach intermodulacyjnych odbiornika określa się dokonując analizy widma na wejściu demodulatora. Za pomocą analizatora widma można określić występujące różne składowe intermodulacyjne oraz dokonać ich pomiaru. Poziom prążków zakłócających określa się zyzwyczaj w decybelach względem jednej z częstotliwości sygnału żądanego. Pomiar powinien być przeprowadzony dla kilku poziomów wejściowych leżących w zakresie dopuszczalnego wysterowania odbiornika, aby się przekonać, czy nie następuje jego przedwczesne przesterowanie.

Demodulator oraz stopnie m. cz. wytwarzają zarówno harmoniczne jak i składowe intermodulacyjne wszystkich rzędów. Po przyłożeniu na wejście demodulatora sygnału dwuczęstotliwościowego składającego się z częstotliwości f_h+f_1 i f_h+f_2 (przy czym f_h jest częstotliwością heterodyny) na wyjściu otrzymamy następujące częstotliwości: f_1, f_2, f_2-f_1, $2f_1$, $2f_2-f_1$, $2f_1-f_2$, $3f_1$, $3f_2$, itd. Częstotliwości składowe sygnału dwuczęstotliwościowego powinny być dobrane w ten sposób, aby wszystkie wymienione powyżej składowe leżały w pasmie m. cz. odbiornika. Poziom wejściowy sygnału podawanego na demodulator powinien być taki jak w normalnych warunkach pracy demodulatora. Dobrze jest dokonać pomiaru dla górnej i dolnej granicy napięć wejściowych demodulatora. Do oddzielenia składowych zniekształceń od składowych podstawowych stosuje się analizator m. cz. Pomiar należy przeprowadzać dla nominalnej mocy wyjściowej i kilku poziomów niższych, np. —6 i —20 dB.

21-7. Automatyczna regulacja wzmocnienia

Pomiaru działania automatycznej regulacji wzmocnienia dokonuje się podając z generatora na wejście odbiornika poprzez typową antenę sztuczną sinusoidalny sygnał ciągły. Poczynając od najniższego odbieralnego poziomu, na wyjściu odbiornika mierzymy sygnał i szum w funkcji amplitudy sygnału wejściowego. Próg działania ARW jest określony wartością poziomu sygnału wejściowego, przy którym poziom napięcia stałego w obwodzie ARW zaczyna się zmieniać. Pomiaru dokonujemy zwiększając poziom napięcia wejściowego w. cz. np. co 20 dB do wartości rzędu 1 V. Należy zwrócić uwagę, aby przed pomiarem pokrętło regulatora wzmocnienia m. cz. zostało ustawione w ten sposób, aby wzmacniacz małej częstotliwości nie ulegał przesterowaniu. Może okazać się celowe badanie przy ciągłej zmianie poziomu sygnału, umożliwiające wykrycie nieciągłości zmiany napięcia wyjściowego wskazujące na przesterowanie lub niestabilność.

Następnym badaniem parametrów obwodu ARW jest pomiar jego charakterystyki dynamicznej. W czasie tego badania dołącza się do obwodu ARW oscyloskop. Do wytworzenia nagłej zmiany poziomu wejściowego w. cz. w granicach 20÷60 dB powyżej lub poniżej poziomu nominalnego stosuje się tłumik skokowy. Idealny układ ARW powinien działać w ten sposób, że na oscyloskopie powinien wystąpić jedynie płynny wzrost lub spadek napięcia stałego ARW. Jakiekolwiek wyraźne przeregulowania lub powoli zanikające oscylacje są niepożądane. Pomiaru należy dokonywać począwszy od progu działania ARW przy różnych poziomach sygnału aż do wartości rzędu 1 V.

Ważnym parametrem odbiornika jednowstęgowego, zależnym od rozdziału ARW między poszczególne stopnie jest zachowanie się stosunku sygnał/szum w funkcji poziomu sygnału wejściowego. Pomiar przeprowadza się tak, jak opisano w p. 21-1 dla przypadku, gdy sygnał leży poniżej progu działania ARW. Dla znanej wartości stosunku (sygnał+szum)/szum, stosunek sygnał/szum można znaleźć odejmując jedność od stosunku $\frac{\text{sygnał}+\text{szum}}{\text{szum}}$. Powyżej progu działania ARW, aby można poprawnie określić stosunek sygnał/szum, muszą być zastosowane specjalne środki ostrożności. Poprawna metoda polega na zanotowaniu poziomu napięcia stałego ARW wytwarzanego przez sygnał w. cz., a następnie zastąpieniu go napięciem o tym samym poziomie. Po uprzednim wyłączeniu sygnału mierzy się poziom szumów. Alternatywna metoda polega na wyeliminowaniu sygnału poprzez zastosowanie odpowiedniego filtru i mierzenie pozostałych szumów. Zaleta tej metody polega na tym, że umożliwia uwypuklenie ewentualnie występującej modulacji przydźwiękiem sieci. W przypadku jednak gdy zastosowany filtr nie ma wystarczająco wąskiego pasma w porównaniu z pasmem częstotliwości pośredniej, następuje znaczna utrata szumów (wraz z filtrowanym sygnałem) i nie można określić rzeczywistej wartości stosunku sygnał/szum. Także szum i prążki boczne wywołane heterodyną mogą pojawiać się na wyjściu i pogarszać stosunek sygnał/szum odbiornika.

Przy odbiorze silnych sygnałów, sygnał wyjściowy odbiornika może maleć przy wzroście sygnału wejściowego. Zjawisko to jest także nazywane blokowaniem, lecz nie należy go mylić z blokowaniem wywoływanym silnymi sygnałami zakłócającymi, chociaż jego wynikiem może być takie same przesterowanie siatki w jednym lub kilku stopniach. Blokowanie silnymi sygnałami żądanymi może wystąpić, jeśli jest zastosowana znaczna liczba stopni objętych

pętlą ARW; wtedy zakres regulacji w jednym stopniu dla danego sygnału wejściowego jest mniejszy, niż gdyby zastosowano mniej stopni regulowanych. Oznacza to, że przy zastosowaniu większej liczby stopni objętych ARW, dla danego poziomu wejściowego, wystąpi mniejsze napięcie regulacyjne ARW. Dlatego też przy silnych sygnałach żądanych, jakie mogą wystąpić, jeden lub kilka stopni mogą otrzymać napięcie sygnału, którego maksymalna wartość chwilowa przekracza wartość przedpięcia siatkowego. W takim przypadku sygnał ulega prostowaniu i jeśli stopień jest regulowany przez ARW, jego przedpięcie oraz przedpięcie innych stopni regulowanych przesunie się w kierunku odcięcia. Jeśli w torze sygnałowym po tym stopniu znajdują się inne stopnie objęte ARW, wynikiem zmiany przedpięcia tego stopnia będzie identyczny efekt jak w przypadku ARW działającej w przód, to jest gwałtowny spadek poziomu wyjściowego odbiornika.

21-8. Sygnały niepożądane

W odbiorniku superheterodynowym istnieją różne rodzaje sygnałów niepożądanych. Pomijając częstotliwości sygnałów lustrzanych oraz niepożądane sygnały o częstotliwości pośredniej, występują inne sygnały niepożądane, które w wyniku przemiany w mieszaczu sygnałów będących harmonicznymi sygnału wejściowego oraz heterodyny powodują powstanie sygnału o częstotliwości pośredniej. Na każdej z częstotliwości pomiarowych powinno się przeprowadzać szczegółowe i systematyczne poszukiwania tego rodzaju sygnałów. W tym celu ustalamy najpierw poziom odniesienia na wyjściu odbiornika odpowiadający sygnałowi pożądanemu. Zwykle, aby uzyskać większą dokładność, poziom ten dobiera się poniżej progu działania ARW. Jeśli wymaga się określenia wszystkich niepożądanych sygnałów w zakresie 80 dB powyżej wartości poziomu sygnału pożądanego, zwiększamy sygnał generatora o 80 dB i prowadzimy badanie w szerokim zakresie częstotliwości włączając w to częstotliwości pośrednie i lustrzane. W każdym punkcie, w którym występują sygnały niepożądane, poziom generatora ustawiamy w ten sposób, aby na wyjściu odbiornika uzyskać przyjęty poziom odniesienia m. cz. Stosunek wartości sygnału wejściowego do wartości wymaganej dla sygnału żądanego jest interesującym nas parametrem. Całkowita analiza sygnałów niepożądanych jest procesem bardzo pracochłonnym. Badanie to można uprościć przez prześledzenie schematu częstotliwościowego odbiornika, np. pokazanego na rys. 7-9, oraz odpowiednich tablic 7-2 i 7-3, a następnie ograniczenie badania tylko do tych częstotliwości, przy których wystąpienie sygnałów niepożądanych jest najbardziej prawdopodobne.

Oprócz sygnałów niepożądanych wywołanych jednym sygnałem zakłócającym występują również sygnały niepożądane spowodowane działaniem dwóch sygnałów zakłócających. Są one wywoływane składowymi intermodulacyjnymi powstającymi w pierwszym stopniu odbiornika w przypadku, gdy kombinacje harmonicznych sygnałów zakłócających dają sygnał o częstotliwości, do której jest dostrojony odbiornik. Zwykle najniebezpieczniejsza jest różnicowa składowa intermodulacyjna drugiego rzędu. Dla przykładu, jeśli odbiornik jest dostrojony do 10 MHz, silne sygnały 20 i 30 MHz mogą spowodować we wzmacniaczu w. cz. powstanie sygnału o częstotliwości 10 MHz. W celu znormalizowania pomiarów przyjmuje się jednakowe amplitudy obu napięć zakłócających. Rzeczywista wartość dwóch sygnałów na wejściu stopnia w. cz. zależy od selektywności obwodu wejściowego. Ponieważ filtry pasmowe mają zwykle geometryczną symetrię, sygnały zakłócające dobiera się często w ten sposób, aby jeden leżał

poniżej, a drugi powyżej częstotliwości sygnału żądanego, co zapewnia ich równą amplitudę na wejściu stopnia w. cz. W przytoczonym przykładzie odbiornika dostrojonego do 10 MHz odpowiednie zależności wynoszą:

$$f_2 - f_1 = 10$$

$$f_1 f_2 = 10^2$$

skąd częstotliwości f_1 i f_2 wynoszą około:

$$f_1 = 6{,}2 \text{ MHz} \; f_2 = 16{,}2 \text{ MHz}$$

Pomiar jest przeprowadzany za pomocą dwóch generatorów sygnałowych podłączonych na wejście odbiornika i odpowiednio odseparowanych. Początkowo jeden z generatorów dostraja się do częstotliwości pracy odbiornika w celu ustalenia na jego wyjściu poziomu odniesienia. Następnie jeden generator jest dostrajany do częstotliwości odpowiadającej górnemu sygnałowi zakłócającemu, a drugi do częstotliwości dolnego sygnału zakłócającego. Poziom wyjściowy obu generatorów ustawia się na maksimum i jeden z nich nieznacznie przestraja się do chwili, w której częstotliwość różnicowa będzie dokładnie równa częstotliwości dostrojenia odbiornika, a na jego wyjściu pojawi się sygnał m. cz. Wtedy poziomy wyjściowe obu generatorów zmniejsza się do takiej wartości, przy której uzyskuje się ponownie na wyjściu m. cz. poziom odniesienia.

Następnym rodzajem sygnałów niepożądanych są sygnały występujące w odbiornikach o dużej liczbie przemian, wywołane istnieniem wewnętrznych źródeł częstotliwości. Te wewnętrzne sygnały pochodzą od lokalnych generatorów (heterodyn) i ich harmonicznych. Chociaż pomiar jest żmudny, sygnały te można określić w prosty sposób przez przestrajanie odbiornika w jego całkowitym zakresie częstotliwości. W każdym przypadku kiedy znajdziemy sygnał, odstrajamy odbiornik o kilka kiloherców, usuwając w ten sposób sygnał z pasma przenoszenia, a na wejście podajemy sygnał z generatora dostrojonego do częstotliwości odbiornika i nastawiamy na nim taki poziom wyjściowy, aby uzyskać ten sam sygnał na wyjściu. W ten sposób określamy względny poziom każdego sygnału. Powyższa procedura może być uproszczona przez przeanalizowanie częstotliwości występujących w odbiorniku i przeprowadzenie pomiaru tylko w tych punktach, w których powstanie wewnętrznych sygnałów wydaje się najbardziej prawdopodobne. Należy tu zwrócić uwagę na fakt, że czasami niewłaściwe uziemienie, rezonanse parazytowe itp. mogą wywoływać silne harmoniczne w. cz., wytwarzając wewnętrzne sygnały w miejscach, w których się tego nie spodziewamy.

21-9. Stabilność i dokładność częstotliwości[1)]

Pomiar dokładności i stabilności częstotliwości odbiornika wymaga porównania z wzorcem częstotliwości, mającym lepszą dokładność i stabilność niż badany odbiornik. Najbardziej prawidłowy, a zarazem prosty pomiar stabilności polega na podaniu na wejście odbiornika sygnału o dużej stabilności i pomiarze częstotliwości na jego wyjściu m. cz. Jeśli na wyjściu m. cz. dokonujemy pomiaru za pomocą częstościomierza zliczającego, należy pamiętać, że ostatnia cyfra w cyklu zliczania może się różnić o ± 1. Dla przypadku pomiaru w ciągu 1 s da to błąd odczytu ± 1 Hz. Dla zapewnienia większej dokładności okres zliczania powinien

1) Oba te pojęcia rozpatrywane łącznie są określone w Regulaminie Radiokomunikacyjnym CCIR jako tolerancja częstotliwości (przyp. tłum.).

być dłuższy. W tym przypadku jednak może wystąpić trudność polegająca na tym, że szybko zmieniający się błąd częstotliwościowy zostanie w czasie zliczania częstościomierzem uśredniony i przejdzie niezauważony.

Stabilność i dokładność częstotliwości może być także określona przez prosty pomiar źródeł wewnętrznych częstotliwości (generatorów--heterodyn). W odbiorniku o kilku przemianach, mającym niezależne generatory, może to powodować konieczność jednoczesnego pomiaru trzech lub czterech źródeł częstotliwości. Całkowita stabilność i dokładność (tolerancja) częstotliwości odbiornika może być następnie określona na podstawie znajomości zależności częstotliwościowych w odbiorniku. Jeśli wszystkie generatory są stabilizowane wzorcem częstotliwości, potrzebny jest tylko pomiar wzorca. W takim przypadku tolerancja częstotliwości odbiornika zależy od wzorca i schematu częstotliwościowego. Przyjmijmy prosty przykład odbiornika SSB o jednej przemianie, odbierającego częstotliwość 30 MHz i o częstotliwości pośredniej 2 MHz. Załóżmy, że jego heterodyny są stabilizowane wzorcem częstotliwości mającym błąd $+1 \cdot 10^{-6}$. Jeśli w odbiorniku jako częstotliwość pierwszej heterodyny stosuje się 32 MHz, odchyłka częstotliwości pośredniej wyniesie +32 Hz. Odchyłka częstotliwości heterodyny demodulacyjnej równej 2 MHz wyniesie +2 Hz. Wobec tego częstotliwość akustyczna na wyjściu odbiornika będzie miała odchyłkę

$$+32 \text{ Hz} - (+2 \text{ Hz}) = 30 \text{ Hz}$$

Jeśli w odbiorniku stosuje się częstotliwość pierwszej heterodyny 28 MHz, odchyłka p. cz. wyniesie −28 Hz, zaś odchyłka częstotliwości heterodyny demodulacyjnej +2 Hz, a więc wypadkowy błąd na wyjściu m. cz. będzie w tym przypadku wynosił −30 Hz.

Dokładność częstotliwości ma największe znaczenie w odbiornikach jednowstęgowych przestrajanych nie płynnie, lecz pracujących na ustalonych kanałach. Odbiornik jest zestrojony na nominalną częstotliwość i jakakolwiek jej odchyłka zostaje przeniesiona na częstotliwość sygnału. Zwykle nie ma innej możliwości skorygowania tej odchyłki, poza korekcją wzorca częstotliwości. W odbiornikach płynnie przestrajanych dokładność nie stanowi problemu, ponieważ odbiornik może być dokładnie dostrojony do żądanej częstotliwości sygnału. Stabilność natomiast jest ważna w obu typach odbiorników. Oprócz długoterminowej stabilności, zwykle ważnej jedynie przy bardzo długotrwałych transmisjach, istotne są wpływy: temperatury, napięcia zasilającego, wilgoci, narażeń mechanicznych, mogące oddziaływać na stabilność częstotliwości w czasie pracy. Silne sygnały oraz napięcia ARW mogą wpływać na stabilność generatora. Efekt ten można badać za pomocą generatora sygnałowego i przy dużych poziomach sygnału.

21-10. Promieniowanie heterodyn

Generatory stosowane w odbiorniku mogą promieniować lub sprzęgać się z zewnętrznymi doprowadzeniami takimi jak antena lub przewody zasilające i powodować zakłócenia pracy innych odbiorników. Napięcia generatora powinny być mierzone na wszystkich doprowadzeniach odbiornika. Do tego celu najlepiej stosować miernik natężenia pola lub kalibrowany odbiornik[1]. W szczególności

[1] Szczegółowe, znormalizowane metody pomiarowe zakłóceń radioelektrycznych omawia Polska Norma PN-62/T-04502: Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Typowe metody pomiaru (przyp. tłum.).

należy mierzyć napięcia generatora na przewodach antenowych. Do określenia maksymalnej mocy, jaka może być promieniowana, może zaistnieć konieczność pomiaru przy różnych antenach sztucznych. Za pomocą miernika natężenia pola istnieje możliwość pomiaru natężenia pola w. cz. indukowanego w pobliżu badanego odbiornika.

Literatura

21-1. Standards on Radio Receivers: Methods of Testing Amplitude-Modulation Broadcast Receivers, 48 IRE 1781, 1948.

22. BADANIA I POMIARY NADAJNIKÓW

W rozdziale tym omówiono tylko badania i pomiary specyficzne dla nadajników jednowstęgowych lub takie, które przeprowadza się w odmienny sposób niż w innych typach nadajników. Informacje o metodach pomiaru wejściowej mocy m. cz., wyjściowej mocy w. cz. przesyłanej przez linie zasilające itp. można znaleźć w wielu źródłach, omawiających pomiary i badania innych typów nadajników krótkofalowych.

22-1. Moc wyjściowa wielkiej częstotliwości

Jako nominalną moc wyjściową nadajników jednowstęgowych podaje się zwykle szczytową moc obwiedni (PEP). Ponieważ zniekształcenia są odnoszone do PEP, nominalna moc wyjściowa musi być oddawana przy zniekształceniach mniejszych od dopuszczalnych.

Zwykle do pomiaru mocy PEP i wartości zniekształceń jest stosowana metoda dwusygnałowa. Znane są różne metody pomiaru PEP metodą dwusygnałową, lecz najczęściej jest stosowany pomiar średniej mocy dostarczonej do obciążenia i pomnożenie wyniku przez 2. W metodzie tej, przy dużych zniekształceniach, wynik pomiaru PEP może być obarczony znacznym błędem. Dokładność tej metody jest jednak w praktyce zupełnie wystarczająca, ponieważ moc zniekształceń jest zwykle znacznie poniżej 1% mocy sygnału.

Do określenia własności nadajnika niezbędne jest również określenie znamionowej mocy wyjściowej przy pracy ciągłej. Nadajnik przewidziany tylko do nadawania sygnałów mowy (telefonicznych) może mieć stosunkowo mały zasilacz i małe elementy obwodu rezonansowego w. cz. Średni poziom sygnałów mowy jest mały, więc nagrzewanie się elementów obwodu rezonansowego i pobór średniej mocy zasilania obwodu anodowego lampy stopnia końcowego są również małe. Praca takiego nadajnika przy sygnale ciągłym, jaki występuje przy jednokanałowej telegrafii z manipulacją częstotliwości oraz przy średniej mocy wyjściowej równej nominalnej mocy PEP, spowodowałaby w krótkim czasie przegrzanie elementów nie projektowanych dla tak dużego średniego poziomu mocy. Dla każdego nadajnika istnieje pewien poziom mocy wyjściowej przy pracy ciągłej, która może być oddawana bez nadmiernego grzania się elementów. Niektóre nadajniki jednowstęgowe są konstruowane na nominalną ciągłą moc wyjściową równą nominalnej PEP, natomiast inne mogą być konstruowane na nominalną ciągłą moc wyjściową wynoszącą połowę lub jedną czwartą nominalnej PEP.

Dla niektórych nadajników podaje się nominalny współczynnik obciążenia. Na przykład, gdy grzanie transformatora anodowego jest warunkiem ograniczającym, może być określony taki cykl pracy, że po każdych 5 min pracy z pełną mocą następuje 5-minutowa przerwa w pracy nadajnika. Przy takim rodzaju pracy użyteczna moc wyjściowa może być znacznie większa od mocy przy pracy ciągłej.

Nadajniki dużej mocy, przez które w sposób ciągły są nadawane sygnały złożone z wielu informacji zwielokrotnionych częstotliwościowo lub sygnały radiotelegraficzne, mogą być projektowane dla średniej mocy wyjściowej przy określonym sygnale wieloczęstotliwościowym lub przy „białym" sygnale o szerokości równej szerokości pasma przenoszenia. Zdolność do oddawania PEP musi być również dostatecznie duża, by zapewnić poziom zniekształceń mniejszy od dopuszczalnego. W takim przypadku nie jest stosowana dwuczęstotliwościowa metoda pomiaru zniekształceń, lecz inne metody specjalne.

Obecnie zostanie omówionych kilka powszechnie stosowanych metod pomiaru mocy oraz ich zalety i wady.

Metoda kalorymetryczna jest uważana za standartową metodę pomiaru mocy [22-1]. Stratny element sztucznego obciążenia jest chłodzony przez przepływ czynnika chłodzącego. Jeśli jest znane ciepło właściwe i ciężar właściwy czynnika chłodzącego, to wydzieloną moc średnią można określić przez pomiar prędkości jego przepływu i przyrost temperatury z następującego wzoru:

$$P = 264QgS\,(T_2 - T_1)$$

w którym:

P — średnia moc tracona [W];
Q — prędkość przepływu czynnika chłodzącego [g/min];
g — ciężar właściwy czynnika chłodzącego ($g = 1$ dla wody);
S — ciepło właściwe czynnika chłodzącego ($S = 1$ dla wody);
T_2 — temperatura wylotowa czynnika chłodzącego [°C];
T_1 — temperatura wlotowa czynnika chłodzącego [°C].

Dokładność tej metody zależy od dokładności pomiaru prędkości przepływu i różnicy temperatur. Ważne jest, by straty ciepła między punktami pomiaru temperatury były do pominięcia. Cieplna stała czasowa przyrządu tego typu jest dosyć duża, w związku z czym jest rzeczywiście mierzona moc średnia. Aby pomiar był dokładny, przed odczytem musi upłynąć dostatecznie długi czas potrzebny do ustalenia się warunków pomiaru.

W innej metodzie kalorymetrycznej również wykorzystuje się straty mocy w. cz. w obciążeniu chłodzonym przepływającym czynnikiem chłodzącym. Moc nadajnika jest mierzona metodą porównawczą. W tym samym obciążeniu wydziela się taką moc prądu stałego lub zmiennego, by uzyskać ten sam wzrost temperatury przy tej samej prędkości przepływu czynnika chłodzącego. Do pomiaru tej mocy są stosowane konwencjonalne woltomierze i amperomierze prądu stałego lub zmiennego. Dokładność pomiaru zależy od dokładności woltomierza i amperomierza oraz od dokładności, z jaką prędkość przepływu i wzrost temperatury mogą być powtórzone. Jeśli straty ciepła rozproszonego są jednakowe w obydwu przypadkach, nie mają one w tej metodzie wpływu na wynik pomiaru.

Metoda prądowo-rezystancyjna polega na zastosowaniu amperomierza w. cz. do pomiaru prądu płynącego przez obciążenie o znanej składowej szeregowej rezystancji. Ważne jest, by znać wartość rezystancji przy częstotliwości, na której ma być mierzona moc, oraz przy poziomie mocy, który ma być mierzony. Amperomierze w. cz. z termoelementem wskazują wartość skuteczną prądu dla każdego

kształtu obwiedni sygnału. Metoda ta nadaje się zatem do pomiaru mocy sygnału dwuczęstotliwościowego i może być stosowana do określania PEP.

W metodzie napięciowo-rezystancyjnej jest mierzone napięcie w. cz. na obciążeniu o znanej zastępczej rezystancji równoległej. Wiele woltomierzy lampowych w. cz. mierzy wartość szczytową. Metoda ta nadaje się do pomiaru mocy sygnału o jednej częstotliwości, lecz jest nieodpowiednia do pomiaru mocy sygnału składającego się z dwóch lub więcej częstotliwości. Do pomiaru chwilowej mocy szczytowej obwiedni dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego w. cz. można stosować woltomierze w. cz. mierzące wartość szczytową. Ponieważ metoda ta nie daje dokładnych wyników pomiaru mocy przy obecności zniekształceń, nie jest zalecana do pomiaru PEP.

Zastosowanie watomierza kierunkowego jest bardzo dogodne do pomiaru mocy w koncentrycznych kablach zasilających [22-2]. Dostępne są typowe watomierze obejmujące szeroki zakres poziomów mocy i częstotliwości oraz najczęściej spotykane impedancje kabli. Informacja o mocy przekazywanej i odbitej jest pobierana z kabla za pomocą sprzęgacza. Moc dostarczana do obciążenia stanowi różnicę między mocą przekazywaną a mocą odbitą. Metoda ta umożliwia zarówno pomiar mocy dostarczanej do anteny jak i do sztucznego obciążenia, może być zatem stosowana do ciągłej kontroli mocy wyjściowej nadajnika. Z mocy przekazywanej i odbitej można również określić współczynnik fali stojącej (WFS) w kablu. Można się w tym celu posłużyć wykresem lub wzorem

$$\mathrm{WFS} = \frac{1+\sqrt{\frac{P_o}{P_p}}}{1-\sqrt{\frac{P_o}{P_p}}}$$

w którym:
P_o — moc odbita;
P_p — moc przekazywana.

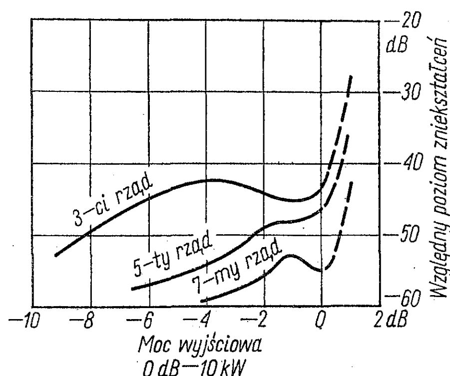
Przyrządy wskazujące stosowane w watomierzach kierunkowych w. cz. są zwykłymi miernikami wartości średniej, wskazującymi poziom wyjściowy detektorów w. cz. Są one wyskalowane dla sygnałów jednoczęstotliwościowych bezpośrednio w watach lub kilowatach. Przy sygnałach wieloczęstotliwościowych wskazania ich są proporcjonalne do średniej wartości napięcia lub prądu obwiedni w. cz. Z tego powodu przy niezniekształconym sygnale dwuczęstotliwościowym wskazują one $2\left(\frac{2}{\pi}\right)^2$, czyli 81% rzeczywistej mocy. W celu obliczenia PEP sygnału dwuczęstotliwościowego należy pomnożyć wskazanie watomierza kierunkowego przez $\left(\frac{\pi}{2}\right)^2$, czyli 2,45. Nie dotyczy to oczywiście watomierzy kierunkowych z kondensatorami w obwodzie prostowniczym lub innymi elementami korekcyjnymi, mającymi za zadanie zmniejszyć błąd pomiaru PEP przy sygnałach mowy.

22-2. Zniekształcenia intermodulacyjne

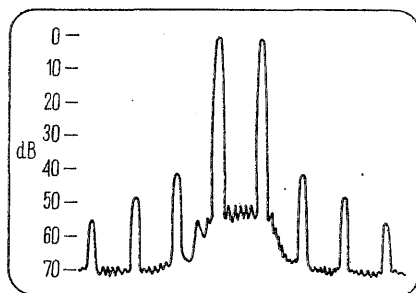
Ten typ zniekształceń sygnału jednowstęgowego jest omówiony w rozdz. 12. Typowa metoda pomiaru polega na użyciu dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego i pomiarze za pomocą analizatora widma amplitud najsilniejszych prążków intermodulacyjnych leżących w pobliżu sygnału pożądanego.

Wartość zniekształceń jest zwykle określana stosunkiem amplitudy najsilniejszej składowej zniekształceń do amplitudy jednej z częstotliwości pomiarowych. Stosunek jest zwykle wyrażany w decybelach.

Na przykład zniekształcenia o poziomie —35 dB oznaczają, że żadna składowa zniekształceń nie przekroczy tej wartości dla dowolnego poziomu każdej z częstotliwości sygnału dwuczęstotliwościowego, aż do wartości znamionowej PEP. Charakter zniekształceń w nadajniku SSB przedstawiono dokładniej na rys. 22-1.



Rys. 22-1. Rozkład poziomów zniekształceń intermodulacyjnych w funkcji poziomu sygnału nadajnika 10 kW



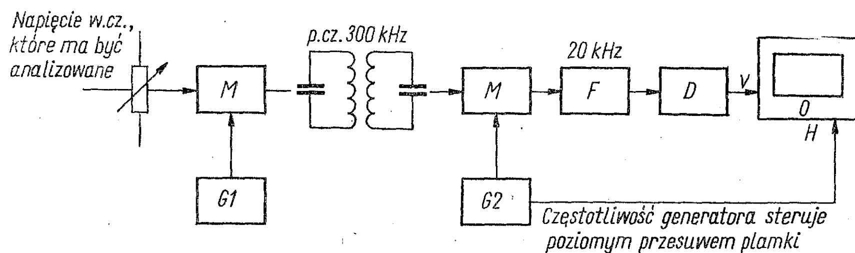
Rys. 22-2. Obraz widma SSB na analizatorze panoramicznym

Często każda z dwu składowych trzeciego rzędu i piątego rzędu ma inną amplitudę. W takim przypadku na wykres jest nanoszona albo składowa o większej amplitudzie, albo dla każdej składowej są sporządzane oddzielne krzywe. Najważniejsze są zniekształcenia przy poziomach sygnałów poniżej 10 dB od nominalnej PEP, ponieważ amplitudy sygnałów mowy i sygnały radiotelegraficzne zwielokrotnione częstotliwościowo są przez większą część czasu znacznie poniżej nominalnej PEP.

Produkowane są typowe przyrządy pomiarowe pokazujące na ekranie lampy oscyloskopowej w postaci panoramicznej interesujące składowe częstotliwościowe widma w. cz. Na rys. 22-2 pokazano przykład tego rodzaju obrazu. Poziom każdej składowej zniekształceń w stosunku do poziomu sygnałów pomiarowych można odczytać bezpośrednio w decybelach.

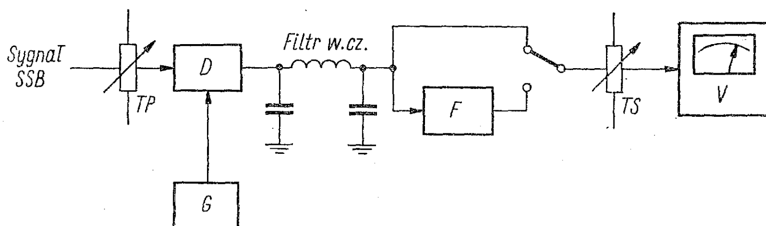
Na rys. 22-3 pokazano podstawowe zespoły analizatora widma zniekształceń SSB [22-3]. Próbka sygnału w. cz., który ma być analizowany, jest doprowadzana do mieszacza poprzez nastawny tłumik. Poziom sygnału doprowadzanego do pierwszego mieszacza musi zawierać się w ściśle określonych granicach. Jeśli jest zbyt duży, zniekształcenia mieszacza będą zbyt wielkie. Jeśli jest zbyt mały, nie będzie dostatecznego odstępu od poziomu szumów, co uniemożliwi odczyty przy małych zniekształceniach. Generator przestrajany dostarcza takiej częstotliwości pomocniczej, aby w wyniku przemiany sygnał pomiarowy przenieść na częstotliwość pośrednią około 300 kHz. Częstotliwość drugiego generatora ma przebieg piłokształtny. Dewiacja częstotliwości jest nastawiana płynnie lub skokowo od 4 kHz lub mniej do co najmniej 16 kHz. Sygnał wyjściowy z drugiego mieszacza przechodzi przez wąski filtr środkowoprzepustowy do wzmacniacza logarytmicznego. Szerokość pasma przenoszenia tego filtru jest rzędu 100 Hz.

Środkowa częstotliwość filtru wynosi zwykle 20 lub 50 kHz. Wyjście wzmacniacza logarytmicznego jest doprowadzane do wejścia odchylania pionowego oscyloskopu. W celu uzyskania panoramicznego obrazu interesującego wycinka widma w. cz. odchylanie poziome jest uzyskiwane z generatora przebiegu piłokształtnego. Kalibracja pionowej skali decybelowej może być związana z następnym tłumikiem załączonym na wejściu oscyloskopu. Przy odczytach bezpośrednich poziomy dwóch częstotliwości pomiarowych są sprowadzane na linię zerową za pomocą tłumika wejściowego.



Rys. 22-3. Schemat blokowy panoramicznego analizatora widma
M — mieszacz; *G1* — przestrajany generator w.cz.; *G2* — generator p.cz. i podstawy czasu; *F* — wąski filtr; *D* — detektor i wzmacniacz logarytmiczny; *O* — oscyloskop

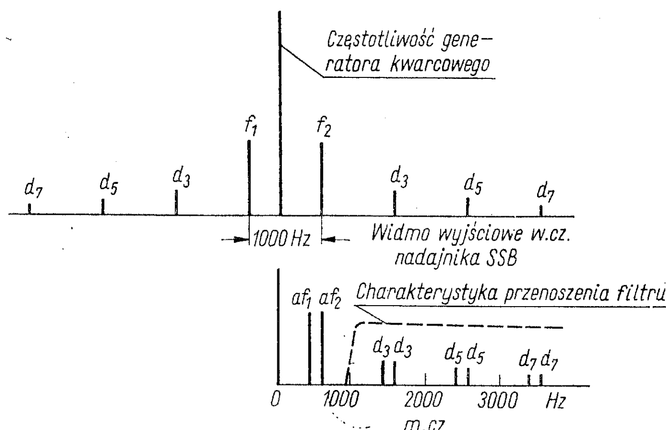
Na rys. 22-4 pokazano prosty przyrząd do pomiarów wartości skutecznej zniekształceń intermodulacyjnych. Ponieważ przyrząd daje dla dowolnego poziomu mocy bezpośredni odczyt sumy wszystkich składowych zniekształceń trzeciego, piątego, siódmego itd. rzędu, jest on szczególnie dogodny do bieżących pomiarów kontrolnych. Zasada działania tego przyrządu jest podobna do zasady działania mierników zniekształceń nieliniowych, które wskazują bezpośrednio



Rys. 22-4. Schemat blokowy miernika wartości skutecznej zniekształceń intermodulacyjnych SSB
G — generator kwarcowy; *D* — demodulator; *F* — filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 1000 Hz; *V* — woltomierz wartości skutecznej; *TP* — tłumik regulowany płynnie; *TS* — tłumik nastawny skokowo

średnią kwadratową sumy wszystkich składowych zniekształceń. Na rys. 22-5 pokazano widmo wyjściowego nadajnika oraz sygnał wyjściowy m. cz. detektora stosunkowego w mierniku zniekształceń SSB. Częstotliwość generatora miernika zniekształceń powinna być większa o około 25 do 50 Hz od częstotliwości średniej między dwiema częstotliwościami pomiarowymi. Zapobiega to wahaniom wskazówki miernika wskutek dudnień m. cz. Prosty filtr górnoprzepustowy oddziela wszystkie składowe zniekształceń od obu częstotliwości sygnału. Zmierzona moc dwóch częstotliwości pomiarowych zawiera składowe zniekształceń. Ponieważ jednak moc tych składowych jest bardzo małą częścią mocy sygnału,

błąd stąd wynikający można zupełnie pominąć. Na przykład, jeśli całkowita moc zniekształceń jest tylko o 20 dB mniejsza od mocy sygnału, błąd wynosi 1% mocy lub 0,04 dB. Bezpośredni odczyt wartości zniekształceń umożliwia cechowany tłumik skokowy (skoki 10-decybelowe) oraz skala miernika wyskalowana w decybelach, z zerem przy pełnym wychyleniu.



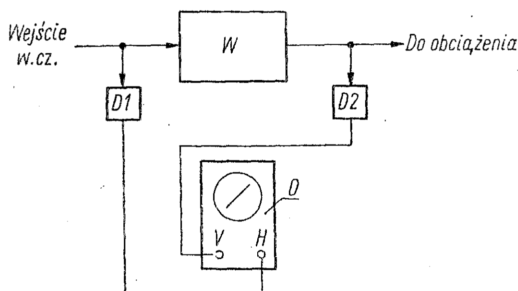
Rys. 22-5. Zależność między dwuczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym a składowymi zniekształceń, po przeniesieniu w pasmo akustyczne

f_1, f_2 — częstotliwości sygnału; d_3, ..., d_7 — składowe zniekształceń

Przed pomiarem należy ustawić tłumik skokowy w położeniu 0 dB. W położeniu tym tłumienie wynosi 40 dB. Następnie należy ustawić wejściowy tłumik regulowany tak, by sygnał dał wskazanie miernika 0 dB. Z kolei należy przełączyć wejście tłumika skokowego na wyjściu filtru górnoprzepustowego i przełączać go na +10 dB, +20 dB itd., tak aby wskazówka miernika znalazła się między 0 a —10 dB. Wartość stosunku mocy sygnału do mocy zniekształceń otrzymujemy z sumy odczytów wskazań tłumika skokowego i miernika, np. 30 dB+6 dB = = 36 dB. Należy zwrócić uwagę, że w rzeczywistości tłumienie tłumika skokowego zmniejsza się na każdy skok o 10 dB, natomiast położenia są wyskalowane w skokach wzrastających co 10 dB. Ma to na celu umożliwienie bezpośredniego pomiaru wartości stosunku sygnału do zniekształceń.

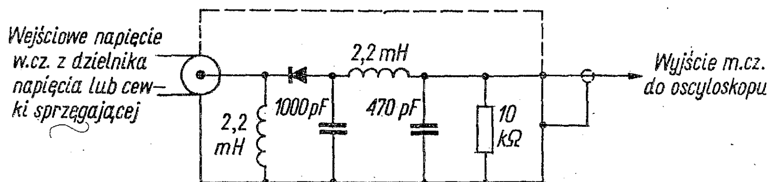
Do bezpośredniej obserwacji charakterystyki liniowości wzmacniacza mocy w.cz. bardzo dogodnie jest stosować wskaźnik liniowości. Przyrząd daje wskazania w postaci krzywej na ekranie oscyloskopu. Krzywa ta przedstawia zależność amplitudy napięcia wyjściowego wzmacniacza w.cz. od amplitudy napięcia wejściowego wzmacniacza w.cz. Na rys. 22-6 pokazano schemat blokowy wskaźnika liniowości, a na rys. 22-7 odpowiedni układ detektora. Wzmacniacz oscyloskopu powinien mieć w zakresie co najmniej do 20 kHz małe zniekształcenia, płaską charakterystykę przenoszenia i małe przesunięcie fazowe. Wynika to stąd, że sygnały wyjściowe detektorów przy sygnale dwuczęstotliwościowym zawierają wiele składowych harmonicznych. Pożądane są wzmacniacze prądu stałego, ponieważ umożliwiają utrzymanie punktu zerowego sygnału na tym samym miejscu oscyloskopu. Detektory diodowe mają niewielką nieliniowość. Poza tym jeśli obydwa detektory są identyczne i pracują przy tym samym po-

ziomie sygnału, ich nieliniowości będą się w znacznym stopniu znosić. Aby zapobiec otrzymaniu obrazu odwróconego, może być niezbędna zmiana kierunku włączenia jednej lub obydwu diod.



Rys. 22-6. Schemat blokowy wskaźnika liniowości

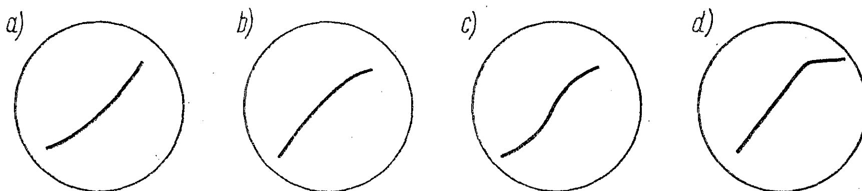
W — liniowy wzmacniacz mocy w.cz.; *D1* — detektor obwiedni wejściowej; *D2* — detektor obwiedni wyjściowej; *O* — oscyloskop; *V* — wejście płytek odchylania pionowego; *H* — wejście płytek odchylania poziomego



Rys. 22-7. Układ detektora wskaźnika liniowości

Na rys. 22-8 pokazano (w przesadzie) kilka rodzajów krzywych i najczęstsze powody zniekształceń. Wskazania tego rodzaju są bardzo wygodne i pożyteczne w czasie uruchamiania wzmacniacza po raz pierwszy, gdyż ułatwiają ustalenie optymalnych warunków pracy. Metodą tą można łatwo ustalić skutki zmiany polaryzacji siatki, napięcia ekranu, obciążenia wyjściowego i poziomu sygnałów. Wskaźnik liniowości obrazuje zniekształcenia amplitudowe, nie wskazuje natomiast zniekształceń fazowych, które również mogą występować.

Na podstawie pomiarów otrzymanych ze wskaźnika liniowości można obliczyć wartość zniekształceń. Dokładność tej metody jest jednak ograniczona małą

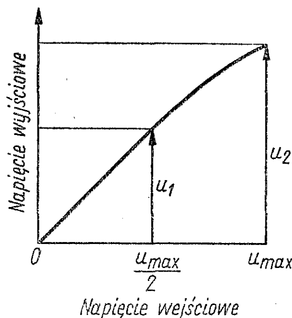


Rys. 22-8. Obrazy na wskaźniku liniowości, pokazujące zniekształcenia i sposoby usunięcia tych zniekształceń: a) nieodpowiednia wartość spoczynkowego prądu anodowego we wzmacniaczach klasy A lub B lub w mieszaczach; należy zmniejszyć napięcie polaryzacji siatki pierwszej, zwiększyć napięcie siatki ekranującej lub obniżyć poziom sygnału w mieszaczach lub wzmacniaczach klasy A; b) niewłaściwy dobór warunków pracy obwodu siatkowego, powodujący przepływ prądu siatki lub nieliniowa charakterystyka anodowa lampy przy dużych amplitudach napięcia anodowego; należy zwiększyć tłumienie obwodu siatkowego (zmniejszyć równoległy opornik tłumiący) lub obniżyć poziom napięcia sterującego; c) równoczesny wpływ czynników a) i b); d) przesterowanie wzmacniacza; należy obniżyć poziom sygnału lub zmniejszyć rezystancję obciążenia lampy R_L

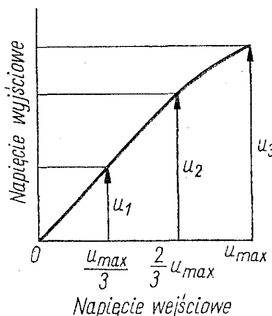
dokładnością odczytu współrzędnych poszczególnych punktów obrazu na ekranie. Na rys. 22-9 pokazano położenie dwóch wartości amplitudy u_1 i u_2, które mają być zmierzone na siatce oscyloskopu. Podstawiając zmierzone wielkości do poniższego wzoru, otrzymamy przybliżoną wartość zniekształceń trzeciego rzędu

$$h = 20 \log \frac{8u_1 - u_2}{2u_1 - u_2} \text{ [dB]}$$

Wielkości u_1 i u_2 mogą być zmierzone w dowolnych jednostkach, ponieważ istotne są tylko względne wartości amplitud. Bardziej dokładnie można określić wartość



Rys. 22-9. Współrzędne, które należy zmierzyć i wstawić do zwykłego równania zniekształceń trzeciego rzędu



Rys. 22-10. Współrzędne, które należy zmierzyć i wstawić do równań zniekształceń trzeciego i piątego rzędu

zniekształceń trzeciego rzędu z trzech amplitud u_1, u_2 i u_3, co pokazano na rys. 22-10. Poniższe równanie obejmuje wpływ składowych piątego rzędu oraz wpływy składowych zarówno trzeciego jak i piątego rzędu względem podstawowej:

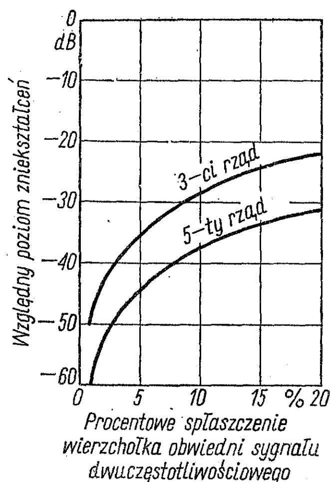
$$h_3 = 20 \log \frac{2(-45u_1 + 252u_2 + 167u_3)}{45(-7u_1 - 4u_2 + 5u_3)} \text{ [dB]} \tag{22-1}$$

Zniekształcenia piątego rzędu określa równanie

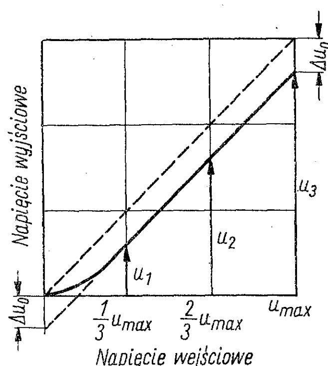
$$h_5 = 20 \log \frac{2(-45u_1 + 252u_2 + 167u_3)}{81(5u_1 - 4u_2 + u_3)} \text{ [dB]} \tag{22-2}$$

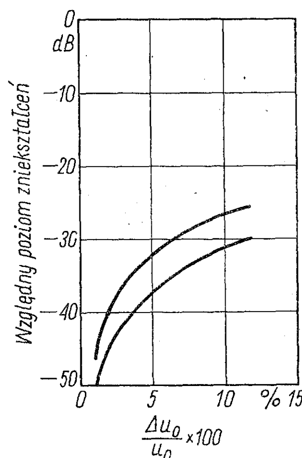
Bardziej dokładne pomiary wielkości, które mają być wstawione do powyższych wzorów, można wykonać stosując sygnał jednoczęstotliwościowy oraz woltomierz lampowy do pomiaru wartości wyjściowego napięcia w.cz. przy maksymalnym sygnale wejściowym oraz przy połowie maksymalnego lub dwóch trzecich i jednej trzeciej sygnału maksymalnego, zależnie od zastosowanego wzoru.

Na rys. 22-11 pokazano efekt zniekształceń, określonych wzorami (22-1) i (22-2), powstających wskutek ograniczania wartości maksymalnej. Niewielka nieliniowość przy małym poziomie sygnału, której przyczyną jest niewielki prąd anodowy płynący przy zerowym sygnale, może powodować większe zniekształcenia, niż należało oczekiwać. Na rys. 22-12 pokazano wartość zniekształceń w przypadku hipotetycznym.

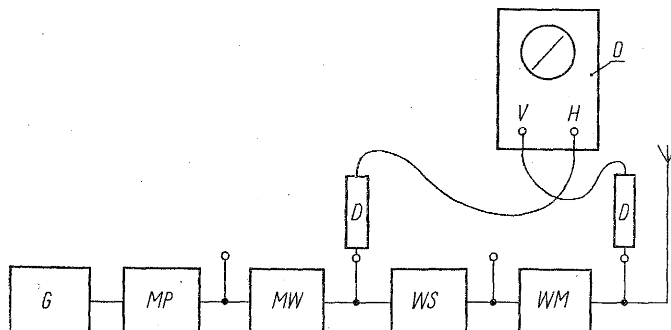


Rys. 22-11. Wpływ spłaszczenia wierzchołka obwiedni sygnału dwuczęstotliwościowego na wartość zniekształceń





Rys. 22-12. Wartość zniekształceń powodowanych małym wzmocnieniem słabych sygnałów, wskutek np. nieodpowiedniej wartości spoczynkowego prądu anodowego



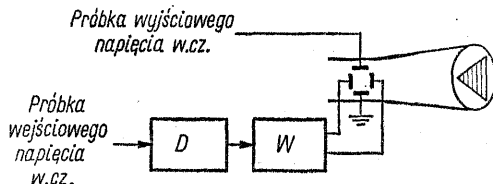
Rys. 22-13. Przykład wykorzystania wskaźnika liniowości do wykrycia nieprawidłowego działania dowolnego ze stopni p. cz. lub w. cz. nadajnika
G — generator SSB; *MP* — mieszacz i wzmacniacz p.cz.; *MW* — mieszacz i wzmacniacz w.cz.; *WS* — stopień sterujący; *WM* — wzmacniacz mocy; *O* — oscyloskop; *D* — detektor; *V* — wejście płytek odchylania pionowego; *H* — wejście płytek odchylania poziomego

Wskaźnik liniowości jest zwykle używany w jednym lub kilku stopniach wzmacniaczy mocy, lecz może być również stosowany w stopniach wzbudnika. Może być on stosowany nawet w stopniach przemiany częstotliwości, ponieważ obwiednia sygnału jednowstęgowego jest taka sama przy każdej częstotliwości radiowej. Na rys. 22-13 pokazano sposób wyprowadzenia punktów kontrolnych między stopniami p.cz. a stopniami w.cz. Podłączając detektor wskaźnika liniowości do odpowiednich punktów kontrolnych, możliwe jest zlokalizowanie stopnia pracującego niewłaściwie.

Nachylenie obrazu wskazuje wzmocnienie stopnia. Jeśli sprzężenia w punktach pomiarowych i wzmocnienia wzmacniaczy oscyloskopu są dobrane tak, że przy normalnej pracy obraz jest nachylony o 45°, łatwo jest wykryć zmiany wzmocnienia stopnia. Wskaźnik liniowości można wykorzystywać również przy strojeniu końcowego stopnia nadajnika jako wskaźnik dostrojenia i dopasowania. Maksymalna wysokość obrazu wskazuje rezonans, a właściwe nachylenie wskazuje prawidłowe obciążenie.

Wskaźnik liniowości można również wykorzystać do ustalenia wstępnej polaryzacji progu działania w obwodach ARP. Przy normalnych lub nieco wyższych niż normalne poziomach mowy linia na ekranie powinna kończyć się niedaleko za załamaniem w prawej górnej części, jak to pokazano na rys. 22-8d. W układach, w których nie ma ARP, wskaźnik liniowości jest bardzo pomocny jako przyrząd kontrolny (monitor) wskazujący rzeczywisty poziom PEP.

Czasami stosuje się również pomiar liniowości wzmacniaczy za pomocą trapezoidalnego obrazu na oscyloskopie. Układ w tym przypadku jest taki jak układ we wskaźniku liniowości, z tą tylko różnicą, że zamiast detekcji obwiedni wyjściowej część napięcia wyjściowego w.cz. jest doprowadzona bezpośrednio do płytek pionowych oscyloskopu. Na rys. 22-14 pokazano schemat blokowy układu



Rys. 22-14. Układ do trapezoidalnego przedstawiania charakterystyki liniowości na oscyloskopie
D — detektor w.cz.; *W* — wzmacniacz akustyczny

tego typu i kształt obrazu na oscyloskopie. Układ ten jest prostszy od poprzedniego gdyż zawiera tylko jeden detektor i wzmacniacz akustyczny. Wymaga jednak lepszej liniowości detektora i mniejszych zniekształceń wzmacniacza m.cz., gdyż brak jest tutaj swoistej kompensacji zniekształceń występującej we wskaźniku liniowości.

22-3. Stosunek sygnał/szum

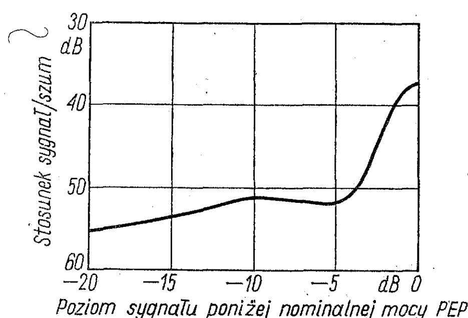
Dla zrozumienia zagadnienia niezbędne jest zdefiniowanie pojęcia szumu oraz rozważenie, w jakich warunkach jest on mierzony. Definicja stosunku sygnał/szum jest następująca: Stosunek sygnał/szum jest to stosunek określonej mocy wyjściowej kontrolnego sygnału do mocy wyjściowej wszystkich składowych widma w pasmie o określonej szerokości z wyjątkiem sygnału oraz związanych z nim, zniekształceń intermodulacyjnych. Składowe wytwarzane przez przydźwięk, mikrofonowanie i przypadkowe zmiany, jak szum cieplny, są uważane za energię

szumu. Pomiar mocy szumu powinien być wykonywany tak, by obejmował zarówno składowe modulacji fazy jak i amplitudy.

Należy brać pod uwagę pięć głównych rodzajów szumu.

Po pierwsze, występuje zwykły przydźwięk i szum przedostający się do wzmacniacza m.cz. wskutek pól rozproszonych i tętnień zasilacza. Te składowe szumu przechodzą przez nadajnik, tak samo jak składowe sygnału.

Po drugie, występują składowe pasożytniczej modulacji składowych sygnału przez przydźwięk i szum, powstające w stopniach p.cz. i w.cz. Są one wywołane głównie tętnieniami zasilacza, wywołującymi modulację amplitudy sygnału. Wartość szumu tego typu zmienia się znacznie z poziomem sygnału. Przy silnych sygnałach obciążenie zasilaczy prądu stałego jest większe i ich tętnienia są znacznie większe. W lampach wzmacniaczy mocy w.cz. (zwłaszcza w tetrodach i pentodach) głębokość modulacji amplitudy tętnieniami zasilacza często jest większa przy dużym sygnale niż przy małym. Na rys. 22-15 pokazano przykład zmian poziomu szumów w funkcji poziomu jednoczęstotliwościowego sygnału pomiarowego. Wykres odpowiada definicji, wg której poziom tych szumów powinien być odniesiony do określonego poziomu sygnału. Przy braku sygnału nie ma szumów pochodzących z tego źródła.



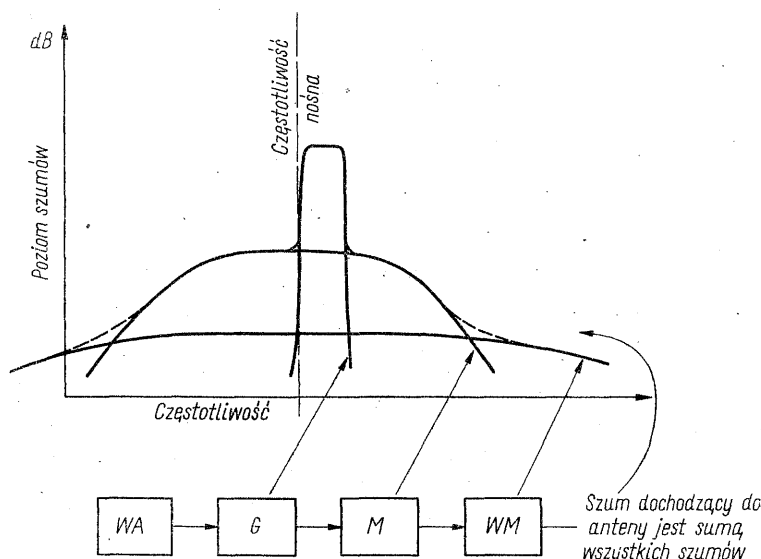
Rys. 22-15. Przykład modulacji przydźwiękiem zasilacza liniowego wzmacniacza mocy w. cz., w zależności od poziomu jednoczęstotliwościowego sygnału pomiarowego

Po trzecie, każda z częstotliwości heterodyn, które są podawane do wytwarzania częstotliwości nośnej, może być zmodulowana fazowo lub częstotliwościowo szumem. Duży poziom szumów tego rodzaju jest często wywołany przez obwody żarzenia prądu zmiennego i tętnienia zasilacza generatora lub innych układów heterodyny. Wielkość modulacji tego typu jest dla wszystkich składowych sygnału w przybliżeniu jednakowa.

Po czwarte, występuje szum mikrofonowania, którego przyczyną może być wrażliwość różnych elementów na drgania mechaniczne. Wiele urządzeń jest w czasie pracy narażonych na drgania mechaniczne. Przykładem mogą być urządzenia montowane i pracujące w poruszających się pojazdach, statkach lub samolotach. W takich przypadkach często oddzielnie podaje się dopuszczalny poziom szumów powstających w czasie badań na wstrząsy. W urządzeniach stacjonarnych drgania spowodowane przez dmuchawy mogą wywołać szum mikrofonowania. Szum mikrofonowania może występować jako szum modulacji amplitudy lub fazy sygnału.

Po piąte, występuje szum cieplny. Wartość szerokopasmowego szumu cieplnego jest zwykle określona stosunkiem sygnał/szum pierwszej lampy lub tranzystora, następującego po generatorze SSB. Poziom wyjściowy generatora SSB jest zwykle mały, więc szum cieplny występujący w tym punkcie i w pierwszym

stopniu wzmacniacza jest wzmacniany w nadajniku wraz z sygnałem. Szum cieplny w pasmie przenoszenia filtru jednowstęgowego zwykle pochodzi z pierwszego stopnia wzmacniacza m.cz. Po filtrze jednowstęgowym, każdy stopień wprowadza pewien szum cieplny, a szerokość pasma szumów z każdego źródła, która osiąga wyjście nadajnika, jest ograniczona tylko selektywnością dalszych obwodów. Na rys. 22-16 pokazano względny poziom i szerokość pasma szumu



Rys. 22-16. Względny poziom szumów cieplnych w nadajniku SSB pochodzących z różnych źródeł, i ich szerokość wstęgi

WA — wzmacniacz m.cz.; *G* — generator SSB; *M* — mieszacz i wzmacniacz p.cz.; *WM* — stopnie wzmacniacza mocy

cieplnego na wyjściu nadajnika, pochodzącego z różnych źródeł. Jest to poziom szumów bez sygnału, który nie zmienia się w obecności sygnału, jeśli w układzie nie zmienia się wzmocnienie stopni p.cz. i w.cz. (np. wskutek działania ARP). Zależność poziomu szumów od częstotliwości (jak pokazano na rys. 22-16) można określić za pomocą analizatora widma z wąskim filtrem, przestrajając go powoli w pasmie w.cz. w pobliżu częstotliwości nośnej nadajnika. Moc szumów musi być odniesiona do szerokości pasma, ponieważ moc szumu szerokopasmowego zmienia się wprost proporcjonalnie do szerokości pasma. Można ją np. wyrazić w watach na 1 Hz szerokości pasma. Jeśli analizator widma stosowany do pomiarów ma równoważną szerokość pasma filtru równą 100 Hz, zmierzoną moc można zamienić na W/Hz, dzieląc wynik przez 100.

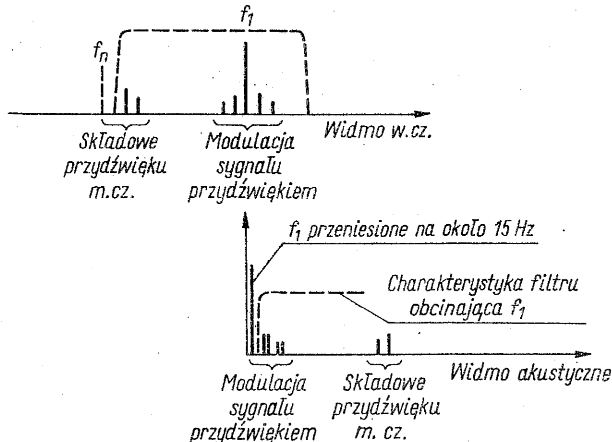
Ponieważ zwykle są stosowane pasma szerokości 3 kHz, dogodnie jest posługiwać się mocą szumów w pasmie 3 kHz.

Przy obecności sygnału pojawiają się skupione w pobliżu jego częstotliwości składowe modulacji szumem i przydźwiękiem. Moc ich jest zwykle znacznie większa niż moc całkowitego szumu szerokopasmowego. Zatem przy sygnale o dużej amplitudzie szum szerokopasmowy nie będzie praktycznie wywierał żadnego wpływu na wynik pomiaru stosunku sygnał/szum. W pomiarach takich zwykle nie podaje się więc szerokości pasma.

Z poprzednich rozdziałów wynika, że pomiar szumów związanych z pilotującą częstotliwością nośną lub częstotliwością pomiarową za pomocą detektora AM jest niepełny, ponieważ nie obejmuje składowych szumowej modulacji fazy. Niezbędne jest więc stosowanie metody umożliwiającej pomiar mocy wszystkich składowych szumu.

Harmoniczne lub zniekształcenia intermodulacyjne sygnału pomiarowego nie powinny być mierzone jako moc szumów. Aby uniknąć zniekształceń intermodulacyjnych sygnału, do pomiarów jest stosowany pojedynczy sygnał, a sygnał nośnej jest redukowany do bardzo małej wartości. Również częstotliwość sygnału pomiarowego jest dobierana tak, aby leżała ona dostatecznie powyżej środka pasma przenoszenia sygnału (aby jej druga harmoniczna wypadała poza pasmem przenoszenia filtru jednowstęgowego). Amplituda sygnału pomiarowego powinna być dobrana tak, by na wyjściu uzyskać wymagany poziom mocy. Jeśli poziom mocy nie jest określony, należy ustalić poziom umowny, np. 6 dB poniżej nominalnej mocy PEP. Dodatkowo można wykonać pomiary w celu wykreślenia krzywej pokazanej na rys. 22-15, dającej pełny obraz szumów. Jeśli nadajnik jest wykorzystywany do jednokanałowej telegrafii z manipulacją częstotliwości, pomiar powinien być wykonany również przy nominalnej mocy wyjściowej dla tego rodzaju pracy.

Przyrząd pomiarowy musi oddzielać moc szumów od mocy sygnału pomiarowego. Niektóre ze składowych szumu mogą być oddalone tylko o 50 lub 60 Hz od sygnału. Jedna z metod tej separacji polega na demodulacji sygnału wyjściowego nadajnika za pomocą demodulatora, do którego podaje się częstotliwość heterodyny różniącą się o około 15 Hz od częstotliwości sygnału pomiarowego.



Rys. 22-17. Metoda wydzielania z sygnału pomiarowego składowych modulacji przydźwiękiem

Demodulator zamienia częstotliwość sygnału pomiarowego na sygnał wyjściowy o częstotliwości 15 Hz. Składowe przydźwięku sieci 60 Hz pojawią się więc przy częstotliwościach 45 i 75 Hz. Harmoniczne przydźwięku i tętnień pojawią się przy częstotliwościach różniących się o ± 15 Hz od częstotliwości oryginalnych. Składowe przydźwięku i szumów można wydzielić z sygnału pomiarowego za pomocą filtru górnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 30 Hz, jak pokazano na rys. 22-17.

W niektórych systemach, w których odbiorniki pracują przy częstotliwościach bliskich częstotliwości pracy nadajnika jednowstęgowego, ważny może być pomiar szumów emitowanych poza pasmem. W pomiarze tym nie jest stosowany sygnał pomiarowy, a nośna jest redukowana do bardzo małej wartości. Odbiornik lub miernik natężenia pola o znanej szerokości pasma (np. 1,3 lub 5 kHz) przestraja się w pobliżu częstotliwości nośnej nadajnika. Poziom szumów jest mierzony w małych odstępach częstotliwości, tak że można uzyskać wykres podobny do przedstawionego na rys. 22-16.

22-4. Poziom częstotliwości nośnej i jej tłumienie

Jest to po prostu pomiar amplitudy częstotliwości nośnej odniesiony do nominalnej mocy PEP nadajnika.

Istnieje kilka metod pomiaru tego parametru. Jedna z nich polega na bezpośrednim pomiarze mocy częstotliwości nośnej (za pomocą watomierza w.cz.). Niektóre nadajniki mają wbudowany watomierz kierunkowy, który można wykorzystać do tego pomiaru, jeśli jest dostatecznie czuły. Watomierz taki nadaje się do pomiaru amplitud pilotujących częstotliwości nośnych, których poziom wynosi na ogół 16 do 26 dB poniżej nominalnej PEP. Do pomiaru stłumionej fali nośnej (w systemach SSB „bez" fali nośnej) jest potrzebny bardziej czuły watomierz, ponieważ w tym przypadku poziomy mocy wynoszą 40 do 60 dB poniżej PEP. Do pomiaru napięcia częstotliwości nośnej można również stosować woltomierz w.cz. o odpowiednim zakresie. Metoda ta jest dogodna przy napięciowo-rezystancyjnej metodzie pomiaru mocy wyjściowej.

Do pomiaru tłumienia częstotliwości nośnej najczęściej jest stosowany analizator widma, jest on bowiem zwykle stosowany również do pomiaru zniekształceń. W metodzie tej poziom odniesienia ustala się przez wprowadzenie częstotliwości pomiarowej, o poziomie wystarczającym do wysterowania nadajnika do nominalnej PEP. Jeśli dane znamionowe nadajnika nie dopuszczają takich warunków pracy, można zastosować dwuczęstotliwościowy sygnał pomiarowy, o amplitudzie wystarczającej do wysterowania nadajnika do nominalnej PEP. Poziom sygnału pomiarowego jest ustalany na analizatorze widma. Następnie sygnał pomiarowy jest wyłączany i jest mierzona amplituda nośnej. Do sprawdzenia skalowania analizatora widma stosuje się cechowany tłumik. Poziom nośnej lub tłumienie nośnej są wyrażane w decybelach poniżej nominalnej PEP.

Czasami poziom pilotującej częstotliwości nośnej jest odnoszony do poziomu jednej ze składowych dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego, który daje nominalną PEP. Pomiar taki daje stosunek o 6 dB mniejszy niż w przypadku odniesienia poziomu nośnej do PEP. Podawanie poziomu tłumienia nośnej w stosunku do PEP jest ogólnie przyjęte. Jeśli nie stosuje się tej zasady, należy podawać również poziom odniesienia.

22-5. Kompresja nośnej

Pomiary takie wykonuje się na ogół tylko w nadajnikach pracujących w systemach z pilotującą częstotliwością nośną lub z tonem pilotującym. Pomiar polega na określeniu, o ile zmniejsza się amplituda małego sygnału (tonu pilotującego lub nośnej pilotującej), jeśli zostanie przyłożony duży sygnał (efekt ten jest większy w triodowych wzmacniaczach mocy niż we wzmacniaczach tetrodowych lub wzmacniaczach ze sprzężeniem zwrotnym).

Nośna, ton pilotujący lub inny mały sygnał jest ustawiany na określony poziom, a jego amplituda wyjściowa jest mierzona za pomocą selektywnego woltomierza w.cz., np. analizatora widma. Następnie jest podawany dodatkowo drugi duży sygnał, który wysterowuje nadajnik do nominalnej PEP. Wartość, o którą zmniejsza się amplituda małego sygnału po przyłożeniu dużego sygnału, wyrażona w decybelach, jest mierzoną wartością kompresji.

Wartość kompresji pilotującej nośnej lub tonu pilotującego może być istotna w systemach wykorzystujących częstotliwość pilotującej do ARCz w urządzeniach odbiorczych. Dopuszczalne granice wynoszą zwykle 1 dB, lub najwyżej 2 dB. W większości nowoczesnych nadajników kompresję można pominąć i dlatego parametr ten jest rzadko podawany.

22-6. Tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej

Jest to stosunek (wyrażany zwykle w dB) amplitudy sygnału w żądanej wstędze bocznej do amplitudy odpowiednika tego sygnału w drugiej niepożądanej wstędze bocznej. Stosunek ten może się znacznie zmieniać w pasmie przenoszenia. Na przykład, we wzbudnikach pracujących na zasadzie filtrowej tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej (które jest po prostu określone selektywnością filtru) jest najmniejsze dla najmniejszych częstotliwości akustycznych i szybko wzrasta ze wzrostem tych częstotliwości. Z tego powodu tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej jest zwykle podawane i mierzone przy małych częstotliwościach akustycznych (około 400 Hz). W celu wykreślenia krzywej tłumienia niepożądanej wstęgi bocznej w funkcji częstotliwości sygnału należy zmierzyć szereg punktów dla różnych częstotliwości akustycznych.

Do pomiaru względnej amplitudy składowych sygnału w żądanej i niepożądanej wstędze bocznej są stosowane selektywne woltomierze w.cz. lub analizatory widma. Poziom sygnału pomiarowego w żądanej wstędze zwykle nie jest istotny, lecz standartowym poziomem przyjętym do pomiarów jest wartość 6 dB poniżej nominalnej PEP.

22-7. Zniekształcenia harmoniczne

Jest to po prostu pomiar wartości skutecznej zniekształceń sygnału m.cz., jaki jest zwykle przeprowadzany we wzmacniaczach m.cz. Zniekształcenia harmoniczne powstają wyłącznie we wzmacniaczach m.cz. i w modulatorze zrównoważonym, nie powstają natomiast w torze w.cz. nadajnika. Jedną z metod pomiaru jest demodulacja części wyjściowego sygnału w.cz. nadajnika za pomocą odbiornika o małych zniekształceniach, monitora lub demodulatora. Do pomiaru zniekształceń, które wytwarza nadajnik po przyłożeniu sygnału pomiarowego m.cz., można zatem wykorzystać typowe wyposażenie do pomiarów zniekształceń akustycznych.

Drugą i chyba najpowszechniejszą metodą pomiaru zniekształceń jest pomiar za pomocą analizatora widma (takiego samego, jaki jest stosowany do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych). Do nadajnika doprowadza się sygnał pomiarowy m.cz. dający na wyjściu moc PEP (lub inny określony poziom nominalny) i mierzy amplitudy wszystkich istotnych harmonicznych m.cz. Wartość skuteczna zniekształceń harmonicznych jest obliczana jako suma mocy wszystkich istotnych harmonicznych (wyrażanych w procentach mocy częstotliwości podsta-

wowej). Przyjętą metodą jest również określanie w decybelach amplitudy drugiej i trzeciej harmonicznej w stosunku do częstotliwości podstawowej. Przy pomiarach należy pamiętać, że filtr SSB skutecznie eliminuje wszystkie składowe harmoniczne leżące poza pasmem przenoszenia.

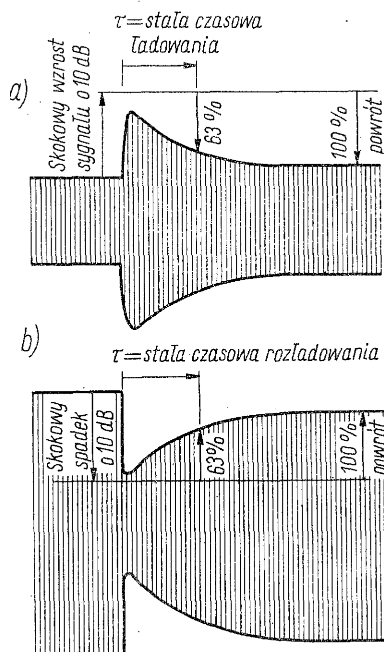
22-8. Charakterystyka przenoszenia kanałów telefonicznych

Można ją określić za pomocą dowolnego przyrządu umożliwiającego dokładny pomiar poziomu sygnału wyjściowego nadajnika. Nadają się do tego woltomierze w.cz. i analizatory widma o dostatecznej dokładności. Można również stosować odbiorniki panoramiczne lub inne odbiorniki oraz demodulatory o płaskiej lub znanej charakterystyce przenoszenia w połączeniu z miernikami poziomu m.cz.

Na wejście m.cz. nadajnika podaje się sygnał pomiarowy o różnych częstotliwościach leżących w badanym pasmie m.cz. W czasie pomiaru należy utrzymywać stały poziom wejściowy o takiej wartości, aby w pasmie przenoszenia sygnał wyjściowy był około 6 dB poniżej PEP. Zalecaną metodą określania charakterystyki jest podawanie w decybelach różnicy między maksymalnym a nominalnym poziomem w określonym pasmie m.cz. Można również przeprowadzić pomiar poza pasmem m.cz. w celu określenia zboczy charakterystyki filtru SSB.

22-9. Parametry automatycznej regulacji poziomu (ARP)

Działanie automatycznej regulacji poziomu można sprawdzić zwiększając poziom dwuczęstotliwościowego sygnału pomiarowego aż do osiągnięcia progu



Rys. 22-18. Pomiar stałej czasowej ładowania i rozładowania układu automatycznej regulacji poziomu ARP

działania ARP. Następnie sygnał ten należy zwiększyć o 10 dB i ewentualnie o 20 dB i zmierzyć odpowiadające tym wartościom poziomy wyjściowe w.cz. Wzrost poziomu wyjściowego może wynosić np. mniej niż 1 dB przy wzroście

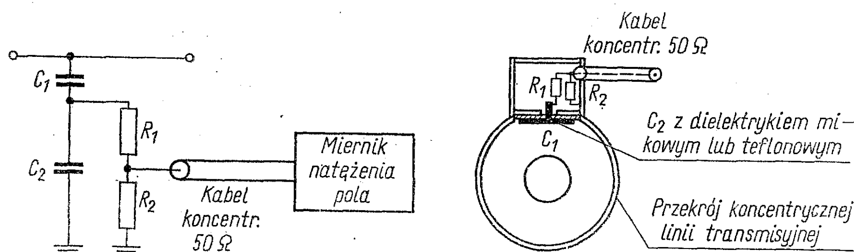
sygnału wejściowego o 10 lub 20 dB. Niektóre nadajniki mają regulowany poziom progu działania ARP. Normalnie jest on ustalony dla nominalnej PEP lub nieco poniżej tej wartości.

Stałe czasowe ładowania i rozładowania obwodu ARP są zwykle mierzone za pomocą oscyloskopu z wolną podstawą czasu. Część wyjściowego sygnału w.cz. nadajnika jest podawana na wejście pionowe oscyloskopu (albo bezpośrednio, albo po demodulacji, albo po zwykłym wyprostowaniu). Podstawa czasu oscyloskopu jest wyzwalana, gdy zostanie przyłożony sygnał wejściowy o 10 dB większy od poziomu dającego nominalną PEP na wyjściu. Stała czasowa jest równa wartości czasu potrzebnego do spadku poziomu wyjściowego o 63% różnicy amplitudy początkowej i końcowej. Ilustruje to rys. 22-18a. Czasami przyjmuje się zmianę poziomu o 90% zamiast o 63%. Typowe wartości dla systemów telefonicznych wynoszą około 1 lub 2 ms.

Stała czasowa rozładowania jest mierzona w ten sam sposób, tylko podstawa czasu zostaje wyzwalana, gdy amplituda sygnału wejściowego spada do poziomu progowego. Ilustruje to rys. 22-18b. Typowe wartości dla systemów telefonicznych zawierają się w granicach 0,25÷2 s.

22-10. Harmoniczne i składowe niepożądane emitowanego widma

Przy pomiarach tych pożądane jest stosowanie sztucznego obciążenia o stałej impedancji w całym zakresie częstotliwości (aż do największej mierzonej częstotliwości harmonicznej). Stosowanie sztucznego obciążenia jest bardzo dogodne w nadajnikach przeznaczonych do pracy z niesymetrycznym kablem koncentrycznym na wyjściu. Do wysterowania miernika poziomu sygnału lub innego przyrządu pomiarowego niezbędne jest pobranie części napięcia z kabla wyjściowego. Charakterystyka częstotliwości sondy lub urządzenia sprzęgającego powinna być płaska w interesującym pasmie w.cz. Pożądane są sondy sprzężone pojemnościowo, lecz impedancja wejściowa większości mierników poziomu sygnału



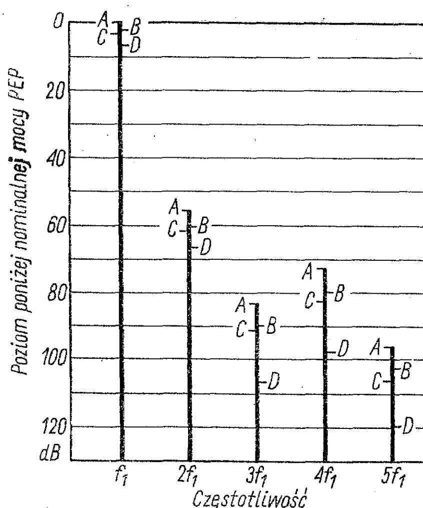
Rys. 22-19. Szerokopasmowy układ pobierania próbek napięcia w.cz. i jego konstrukcja

wynosi 50 Ω i jest rzeczywista, co stwarza dodatkowe trudności. Dla nadajników średniej i dużej mocy można stosować pojemnościowe dzielniki napięcia z dołączonymi dzielnikami rezystancyjnymi, jak to pokazano na rys. 22-19. Pojemnościowy dzielnik napięcia powinien wnosić do kabla jak najmniejszą, możliwą do pominięcia nieciągłość. W całym interesującym zakresie częstotliwości pojemność C_2 powinna być znacznie mniejsza niż rezystancja R_1. Jeśli impedancja wejściowa miernika poziomu sygnału wynosi 50 Ω, to całkowite napięcie jest

bardzo bliskie wartości

$$\frac{X_{C1}}{X_{C2}}\left(\frac{R_1}{\dfrac{50R_2}{50+R_2}}\right) \text{ lub } \frac{X_{C1}\,R_1\,(50+R_2)}{X_{C2}\,(50R_2)}$$

Miernik poziomu sygnału musi mieć dostateczną selektywność, aby oddzielić od częstotliwości podstawowej każdą częstotliwość niepożądaną lub harmoniczną. Poziom harmonicznych jest określany wyrażonym w decybelach stosunkiem mocy poszczególnych harmonicznych lub składowych niepożądanych na wyjściu do mocy wyjściowej częstotliwości podstawowej. Poziom harmonicznych zależy od poziomu sygnału i od rodzaju sygnału. Zwykle będzie on największy dla pojedynczego sygnału przy maksymalnej mocy wyjściowej. Sygnał taki występuje przy telegrafii jednokanałowej z przesuwem częstotliwości. W liniowych wzmacniaczach zawsze najsilniejsza jest druga harmoniczna. Gdy poziom sygnału się zmniejsza, punkt pracy wzmacniacza mocy przesuwa się z klasy AB do klasy A. W związku z tym powstaje znacznie mniej harmonicznych. Moc drugiej harmonicznej jest znacznie mniejsza dla sygnału dwuczęstotliwościowego niż dla sygnału jednoczęstotliwościowego. Moc harmonicznych przy sygnale mowy jest jeszcze mniejsza. Na rys. 22-20 przedstawiono harmoniczne na wyjściu 500-wa-



Rys. 22-20. Przykład harmonicznych na wyjściu nadajnika, przy różnych sygnałach. f_1 = 7 MHz
A — sygnał jednoczęstotliwościowy; *B* — sygnał dwuczęstotliwościowy; *C* — sygnał szumowy; *D* — sygnał mowy

towego wzmacniacza liniowego pracującego w klasie AB z prostym obwodem typu π na wyjściu. Przy pomiarze poziomu harmonicznych na wyjściu nadajnik powinien być sterowany takim rodzajem sygnału (spośród sygnałów stosowanych w eksploatacji), który wytwarza najwyższy poziom mocy drugiej harmonicznej w stosunku do podstawowej. Wymagania dla sprzętu lotniczego wynoszą zwykle —40 dB, a dla stacji stałych — $(43+10 \log P_0)$ dB do maksimum — 80 dB. Aby spełnić powyższe wymagania, często w nadajnikach są stosowane dodatkowe filtry wyjściowe.

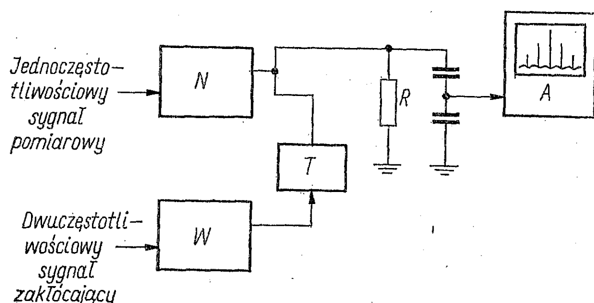
22-11. Modulacja skrośna

Modulacja skrośna powstaje wskutek przedostawania się do wyjściowego stopnia mocy sygnału z innego nadajnika. Może to być powodowane wzajemnym sprzę-

żeniem między oddzielnymi antenami nadawczymi lub sprzężeniem między dwoma nadajnikami pracującymi na wspólną antenę.

Sygnał niepożądany wytwarza napięcie w.cz. na anodzie lampy wzmacniacza mocy i w efekcie moduluje go. Większość liniowych wzmacniaczy jest o około 20 dB mniej podatna na modulację anodową niż wzmacniacze klasy C. Wartość modulacji skrośnej zależy od charakterystyki lampy wzmacniacza mocy, obwodu wzmacniacza, poziomu napięcia sygnału niepożądanego dochodzącego do anody lampy i poziomu sygnału żądanego. Największa modulacja skrośna powstaje przy maksymalnym poziomie sygnału jednowstęgowego.

Pomiary modulacji skrośnej na ogół są wykonywane tylko wówczas, gdy w eksploatacji są spodziewane warunki sprzyjające jej powstaniu. Znormalizowana metodyka pomiarowa nie została ustalona. Poniżej będzie przedstawiona propozycja metody pomiarowej, realizowanej w układzie przedstawionym na rys. 22-21. Do badanego nadajnika SSB dołącza się sztuczne obciążenie. Część sygnału



Rys. 22-21. Układ pomiaru modulacji skrośnej w nadajnikach SSB
N — badany nadajnik SSB; *W* — wzmacniacz mocy sygnału zakłócającego; *T* — tłumik w.cz.; *A* — analizator widma; *R* — sztuczne obciążenie

wyjściowego jest podawana na analizator widma. Źródło sygnału zakłócającego (np. inny nadajnik SSB) jest dołączone do zacisków wyjściowych nadajnika za pośrednictwem tłumika w.cz. Badany nadajnik jest sterowany jednoczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym (najlepiej leżącym w środku pasma m.cz.) dającym określony poziom, np. 6 dB poniżej nominalnej PEP. Nadajnik zakłócający jest sterowany sygnałem dwuczęstotliwościowym, a jego częstotliwość nośna jest odległa od częstotliwości nośnej nadajnika badanego o określoną wielkość (np. o 10 lub 20%). Amplitudę zakłócającego sygnału dwuczęstotliwościowego zwiększa się dopóty, dopóki nie wystąpi określona wartość modulacji skrośnej na analizatorze widma. Jeśli częstotliwości pomiarowe są oddalone od siebie o 1 kHz, składowe modulacji skrośnej pojawią się w odległości 1 kHz po każdej stronie sygnału żądanego. Następnie mierzy się amplitudy zakłócającego napięcia na zaciskach wyjściowych nadajnika. Oczywiście wartość napięcia zakłócającego, które osiągnie anodę lampy, zależy od charakterystyki selektywności obwodu wyjściowego dla częstotliwości niepożądanej.

Powyższy pomiar nie odda zbyt dokładnie własności eksploatacyjnych ze względu na dużą zależność poziomu sygnału zakłócającego od anteny, długości kabla i obwodu wyjściowego. Ostateczny pomiar należy przeprowadzić po zainstalowaniu nadajnika w miejscu, gdzie będzie eksploatowany. Pomiary należy przeprowadzić dla nadajnika, anteny i kombinacji częstotliwości pracy, które najprawdopodobniej mogą spowodować największe zakłócenia. Nadajnik zakłócający jest sterowany dwuczęstotliwościowym sygnałem pomiarowym, a poziom składowych modulacji skrośnej sygnału pożądanego jest mierzony i wyrażany w decybelach poniżej poziomu sygnału pożądanego.

22-12. Stabilność częstotliwości

Określenie to stosowane było raczej w sposób nieścisły i obejmowało zarówno odchyłkę częstotliwości lub tolerancję częstotliwości jak i stabilność częstotliwości.

Obecnie do pomiarów w.cz. w laboratorium są stosowane prawie wyłącznie częstościomierze zliczające (liczniki częstotliwości). Niektóre z nich mogą pracować do 30 MHz, lecz większość ma częstotliwość graniczną 10 lub 1 MHz lub nawet 100 kHz[1]). Do przeniesienia częstotliwości nośnej nadajnika w zakres pracy częstościomierza są stosowane zewnętrzne przystawki heterodynujące. Częstotliwość przemiany musi być dokładna i często wykorzystuje się do tego celu generator kwarcowy znajdujący się w częstościomierzu.

Przy pomiarze stabilności mierzy się maksymalną zmianę częstotliwości powodowaną określonymi zmianami otoczenia lub warunków pracy. Najczęściej stabilność częstotliwości jest mierzona przy zmianach temperatury, wilgotności, napięcia źródła zasilania i pod wpływem starzenia. Zmiana częstotliwości jest wyrażana zwykle w hercach lub w procentach częstotliwości początkowej, lub w ujemnej potędze dziesięciu, np. $x \cdot 10^{-n}$.

Należy mieć na uwadze, że częstotliwość, która ma być mierzona, będzie zawierać pewne składowe zmienne, albo przypadkowe, albo periodyczne, które można sklasyfikować jako szum. Okres otwarcia bramki licznika określa częstotliwość odcięcia, powyżej której zmiany te są całkowane i poniżej której są one wskazywane lub rejestrowane.

Częstotliwość nośna wielu nowoczesnych nadajników jest uzyskiwana z jednego generatora kwarcowego za pomocą generatora synchronizowanego fazowo i układów syntezy częstotliwości. W tym przypadku wystarczy wykonać pomiar stabilności tylko przy jednej częstotliwości. Stabilność procentowa przy innych częstotliwościach nośnych jest taka sama.

Wymagana i uzyskiwana stabilność częstotliwości jest często rzędu $1 \cdot 10^{-7}$ lub $1 \cdot 10^{-8}$. Wymaga to długich okresów otwarcia bramki przy zastosowaniu konwencjonalnej techniki zliczania. Inna metoda polega na przesunięciu częstotliwości generatora lub badanego nadajnika nieznacznie w bok od częstotliwości wzorcowej. Następnie jest mierzona różnica częstotliwości. Inna dokładniejsza metoda polega na pomiarze czasu jednego lub kilku cykli zmian fazy między dwiema częstotliwościami. Uzyskany wynik przelicza się i podaje w normalnie używanych jednostkach ($x \cdot 10^{-6}$).

Literatura

22-1. *Natl. Bur. Std.* (U. S.), Circ. 536, Mar, 16, 1953.

22-2. W. B. Bruene: An Inside Picture of Directional Wattmeters. *QST*, April 1959, p. 24.

22-3. P. J. Icenbice, Jr., H. E. Fellhauer: Linearity Testing Techniques for Sideband Equipment. *Proc. IRE*, December 1956, pp. 1775–1782.

[1]) Obecnie są już produkowane liczniki mierzące bezpośrednio częstotliwość do ponad 200 MHz (np. firmy japońskiej Takeda Riken) (przyp. tłum.).

Literatura uzupełniająca

1. Czajkowski J.: Modulacja skrośna w tranzystorowych wzmacniaczach wielkiej częstotliwości. *Przegląd Telekomunikacyjny*, 1965, t. 37, nr 8.
2. Ćwikowski L.: Pomiary radiokomunikacyjnych urządzeń jednowstęgowych. Magisterska praca dyplomowa z Katedry Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych Politechniki Warszawskiej, wykonana w 1964 r. w Biurze Rozwojowym Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka.
3. Dyjas Z., Szymel W.: Radiokomunikacja ruchoma na falach metrowych. WNT, Warszawa 1962.
4. Danget J., Gilbert K.: La parole a niveau constant dans les émetteurs a bande latérale unique. *L'Onde Électrique*, vol. 41, No 410.
5. East F.: The Properties of the Jonosphere which affect H. F. *Transmission Point to Point Telecommunications*, 1965, vol. 9, Nr 2.
6. Ebert J.: Technika nadawania jednowstęgowego. *Przegląd Telekomunikacyjny*, 1964, nr 1.
7. Eranzia W.: Finally the armed Forcss get Solid State. *Communications Elektronics*, 1965, No 9.
8. Einseitenband-Modulation Vorschlage fur Seefunktelefonie und Rundfunk. *Radio Mentor*, 1964, vol. 30, Nr 4.
9. Fiok A.: Niektóre metody analizy obwodów zawierających rezonator piezoelektryczny. *Zeszyty Naukowe Politechniki Warszawskiej Elektryka*, 1965, nr 37.
10. Fiok A.: Filtry dla radiokomunikacyjnych urządzeń jednowstęgowych. *Tele-Radio*, 1958, t. 3, nr 9 i 10.
11. Fiok A.: Filtry elektromechaniczne. *Postępy Telekomunikacji*, 1959, t. 4, nr 2.
12. Firestone W. L.: SSB Performance as a Function of Carrier Strenght
13. Frankel H.: Magnetomechanische Filter. *Radio und Fernsehen*, 1965, Nr 19, 20.
14. Groszkowski J.: Wytwarzanie drgań elektrycznych. PWT, Warszawa 1958.
15. Hahn S.: Współczesna służba czasu i częstotliwości wzorcowych (praca zbiorowa). Seria Problemy Telekomunikacji. WKiŁ, Warszawa 1962.
16. Hahn G.: Podstawy radiokomunikacji. WKiŁ, Warszawa 1964.
17. Henmmueller F.: Automatic Gain Control System for Suppressed Carrier Single Sideband Radio Receivers. United States Patent Office 3,165,699.
18. Horowitz M.: Intermodulation Distortion. *Audio*, 1964, vol. 48, nr 1.
19. Icenbice P. J., Fellhauer H. E.: Linearity Testing Techniques for Sideband Equipment. McGraw-Hill Book Company, New York 1964.
20. Jellonek A: Miernictwo radiotechniczne. PWT, Warszawa 1952.
21. Kossobudzki L., Ładno J.: Amatorskie nadajniki KF i UKF. WKiŁ, Warszawa 1964.
22. Kowalczyk E., Przesmycki O.: Technika teletransmisji. Warszawa 1966.
23. Nowak R.: Układy syntezy częstotliwości. *Rozprawy Elektrotechniki*, 1959, t. 5, nr 3.
24. Przesmycki O.: Filtry elektryczne. WKiŁ, Warszawa 1962.
25. Rotkiewicz W.: Technika odbioru radiowego, t. 1. PWT, Warszawa 1955.
26. Rotkiewicz W., Rotkiewicz P.: Technika odbioru radiowego, t. 2. WNT, Warszawa 1964.
27. Rotkiewicz W., Rotkiewicz P.: Technika odbioru radiowego. Miernictwo. WNT, Warszawa 1965.
28. Regulamin Radiokomunikacyjny. WKiŁ, Warszawa 1963.
29. Ryżko S.: Urządzenia radionadawcze, cz. 1 i 2. MON, Warszawa 1956.
30. Ryżko S., Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości. WNT, Warszawa 1968.
31. Sapożkow M.: Sygnał mowy w telekomunikacji i cybernetyce. WNT, Warszawa 1966

32. Seidler J. i inni: Współczesne metody optymalizacji systemów telekomunikacyjnych WKiŁ, Warszawa 1965.

33. Smoliński A.: Zasady wzmacniania, t. 1, 1950; t. 2, 1956; t. 3, 1956. PWT, Warszawa.

34. Somerset Murray J., Richards J. M.: Non linearity Distortion Measurement. *Wireless Worold*, April 1963.

35. Trzeba E.: Grundzuge der Synthese von Hochfrequenzbandfilter. *Nachrichtentechnik*, 1964, B. 14, Nr 2.

36. Van Iterson P. W. L.: Test Equipment for ISB and SSB Transmitters. *Philips Telecommunication Review*, September 1963, vol. 24, No 3.

37. Vogel J., Strutt M.: Noise in Transistor Mixers. *Proc. Inst. EEE*, 1963, vol. 51, No 2.

38. Voelckler H.: Demodulation of Single-Sideband Signals via Envelope Detection. *IEEE Trans. on Communication Technology*, 1966, vol. 14, No 1.

39. Zimmerman R., Kachlicki Z.: Półprzewodnikowe diody specjalne. WKiŁ, Warszawa 1965.

40. Żyła J.: Pomiary zniekształceń nieliniowych w liniowym wzmacniaczu mocy wielkiej częstotliwości. Inżynierska praca dyplomowa Wieczorowej Szkoły Inżynierskiej w Warszawie, Wydział Elektryczny, Sekcja Miernictwa Elektronowego, wykonana w 1966 r. w Biurze Rozwojowym Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka.

Skorowidz